

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et
de la Recherche Scientifique**

**Université Mohamed Boudiaf de M'sila
Faculté de Technologie
Département d'Electronique**

**Option : Micro électronique
Cycle : Master 1
Support de Cours**

Dispositifs à semi conducteurs

Par :

Dr : Kebaili Farida

Année universitaire : 2015/2016

Préface :

Ce cours ; dispositifs à semi-conducteurs s'adresse aux étudiants de Master1, option microélectronique, et aux étudiants de Master 1 Microondes.

L'objectif de ce cours est d'aborder les dispositifs électroniques à semi-conducteurs afin de comprendre les bases du fonctionnement de ces composants qui constituent les briques des circuits intégrés ou des cartes utilisés pratiquement dans tous les systèmes électroniques d'aujourd'hui , et se familiariser avec certaines applications importantes en électronique.

Les étudiants seront capables de :

- Comprendre et d'expliquer la formation et l'application de la jonction PN.
- Construire et analyser les circuits de diodes.
- comprendre la façon dont un transistor bipolaire à jonction PN fonctionne.
- Construire et analyser des circuits de base de transistor Bipolaire en différentes configuration (EC, BC et CC).
- Comprendre le fonctionnement d'un transistor à effet de champ (JFET et MOS).

Des exercices sont proposés à la fin pour chaque chapitre aurai permettant à l'étudiant de contrôler et de consolider ses acquisitions.

SOMMAIRE

Chapitre I : La diode à jonction PN

I.	Introduction	1
II.	Jonction PN non polarisée	1
	<i>II.1 .Les phénomènes mis en jeux</i>	1
	<i>II.2. Tension de diffusion</i>	3
	<i>II.3 .Caractéristiques de la zone de charge d'espace</i>	5
	A. Répartition du champ électrique.....	6
	B. Répartition du potentiel.....	7
	C. Epaisseur de la ZCE.....	8
III.	Jonction PN non polarisée	9

Chapitre II : Les diodes dans les circuits

I.	Caractéristiques statiques d'une diode à jonction PN	11
II.	Schéma électrique équivalent d' une diode	13
	<i>II.1. Diode idéale</i>	13
	<i>II.2. Diode réelle</i>	13
III.	Application des diodes dans les circuits	14
	<i>III.1. redressement</i>	14
	A. Mono alternance	15
	1. Calcul de la valeur moyenne de la tension redressée.....	16
	2. Calcul de la valeur efficace de la tension redressée.....	16
	B. Double alternance	17
	1. Pont de diodes.....	18
	2. Transformateur à point milieu.....	19
	3. valeur moyenne de la tension redressée.....	20
	4. Filtrage.....	21
	5. Taux d'ondulation d'un signal redressé et le facteur de forme.....	24
	<i>III.2. Les limiteurs à diodes</i>	25
	<i>III.3. Doubleur de tension</i>	26
IV.	Régulateur à diode Zener	27
v.	Autres types de diodes	30

Chapitre III : Transistor Bipolaire

I.	Introduction	32
II.	Symbole et représentation électrique.....	32
III.	Structure du transistor et calcul de l'épaisseur effective.....	33
IV.	Etude statique.....	34
	<i>IV.1. Montages d'un transistor bipolaire</i>	<i>34</i>
	<i>IV.2. Réseau des caractéristiques.....</i>	<i>36</i>
	<i>IV.3. Droite d'attaque et droite de charge statique</i>	<i>38</i>
	<i>IV.4. Transistor bipolaire dans les circuits</i>	<i>39</i>
	1. Polarisation par pont résistif et résistance en série avec l'émetteur.....	39
	2. Polarisation par pont de base.....	41
	3. Exemple de calcul du circuit de polarisation.....	41
V.	Le transistor en régime dynamique.....	43
VI.	Amplification à transistor Bipolaire.....	45
	1. Montage à émetteur commun	45
	2. Montage à Base commune	47
	3. Montage à Collecteur commun	48
VII.	Association d'étages Amplificateurs	49

Chapitre. IV : Transistor à effet de champ

I.	Transistor à effet de champ à jonction JFET	51
	<i>I.1. Introduction</i>	<i>51</i>
	<i>I.2. Symbole</i>	<i>52</i>
	<i>I.3. Polarisation d'un TEC</i>	<i>52</i>
	<i>I.4. Réseaux de caractéristiques.....</i>	<i>53</i>
	<i>I.5. Modèle équivalent en dynamique du TEC.....</i>	<i>55</i>
	<i>I.6. Différents types de montages.....</i>	<i>56</i>
	1. Montage à source commune.....	56
	2. Montage à drain commun	57
	3. Montage à grille commune	59
II.	Transistor à effet de champ à grille isolée MOSFET	61

<i>II.1. Introduction</i>	61
<i>II.2. Symboles du transistor MOS</i>	61
<i>II.3. Principe de fonctionnement du MOSFET</i>	62
<i>II.4. Modélisation du MOSFET</i>	63
<i>II.5. Caractéristiques des différents types de MOS</i>	64
Bibliographie	65
Travaux Dirigés	66

Chapitre I : La diode à jonction PN

I. Introduction

Le fonctionnement de la plupart des composants à semi-conducteurs est basé sur le principe de la jonction PN qui est la mise en commun de deux matériaux semi-conducteurs ayant des propriétés électriques différentes. La plus simple des jonctions est la jonction abrupte (figure I-1.). La transition entre deux régions N et P homogènes se fait sur une distance négligeable, et la répartition de charges se fait comme indiqué ci-dessous. Il existe aussi les jonctions graduelles et exponentielles [1].

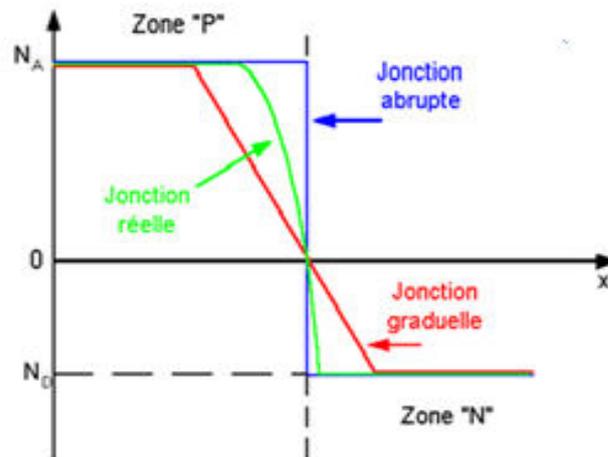


Figure I-1. Différents types de jonction

II. Jonction PN non polarisée

II.1. Les phénomènes mis en jeu

La figure I-2, permet de mieux comprendre l'effet du rapprochement des deux semi-conducteurs sur le bilan électronique de la jonction PN. Nous observons ainsi qu'à proximité de la jonction les électrons de conduction excédentaires côté N passent dans le côté P pour se recombiner avec des trous. Ainsi, une charge d'espace statique négative se crée dans le côté P et une charge d'espace statique positive se crée (côté N). Le lieu où réside cette charge d'espace est appelé zone de charge d'espace ou zone de déplétion. En raison de la présence, dans cette zone, d'un champ électrique intense, la densité de porteurs libres dans

cette région est négligeable à l'équilibre thermodynamique. En outre les frontières entre la zone dépeuplée et les zones neutres de la jonction sont très abruptes.

Après la mise en contact des deux semi-conducteurs de dopage différent, une barrière de potentiel pour les trous et les électrons est constituée. En effet, la double couche de charges négatives coté P et positives coté N, crée un champ électrique dirigé de N vers P qui empêche la diffusion et maintient la séparation des trous coté P et des électrons coté N. Par ailleurs à cause de cette double couche, le potentiel électrostatique varie brusquement dans la zone de la jonction et la d.d.p. V_d , appelée tension de diffusion, atteint des valeurs non négligeables (ex : 0,8V pour le silicium). En effet, le potentiel électrochimique est constant dans tout le cristal y compris dans la zone de charge d'espace car ce potentiel prend en compte non seulement le potentiel électrostatique mais aussi le gradient de concentration des porteurs qui compense exactement l'effet de ce dernier [1,2].

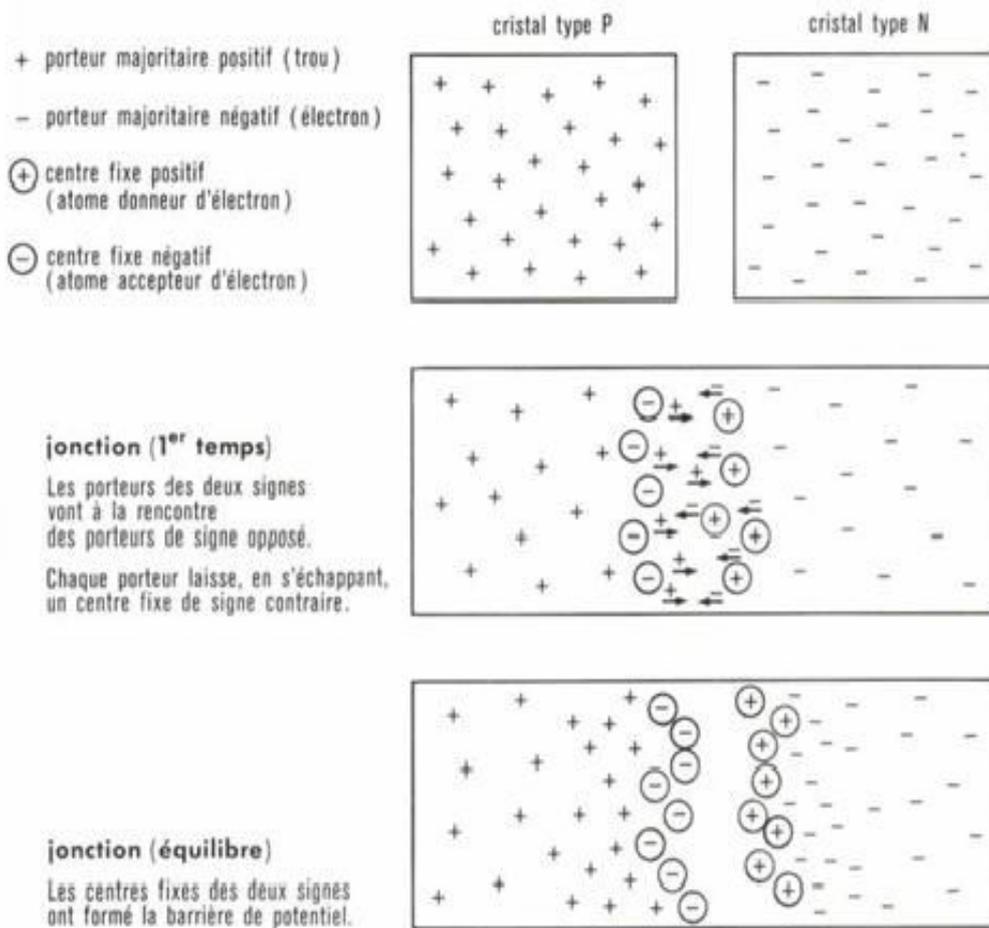


Figure I-2. Schéma descriptive des phénomènes mis en jeu dans une jonction PN [3]

II.2. Tension de diffusion

A l'équilibre le niveau de Fermi est plat à la traversé d'une jonction PN, ceci est du au fait qu'aucun courant ne circule dans le dispositif, les courants de porteurs majoritaires sont contrebalancés par les courants de porteurs minoritaires.

Donc, quand une jonction est formée, les niveaux de Fermi s'alignent. Il ya donc courbure de la bande d'énergie pour assurer leur continuité comme cela est montré dans la figure ci-dessous, ou l'apparition d'une barrière de potentiel interne appelée tension de diffusion [3].

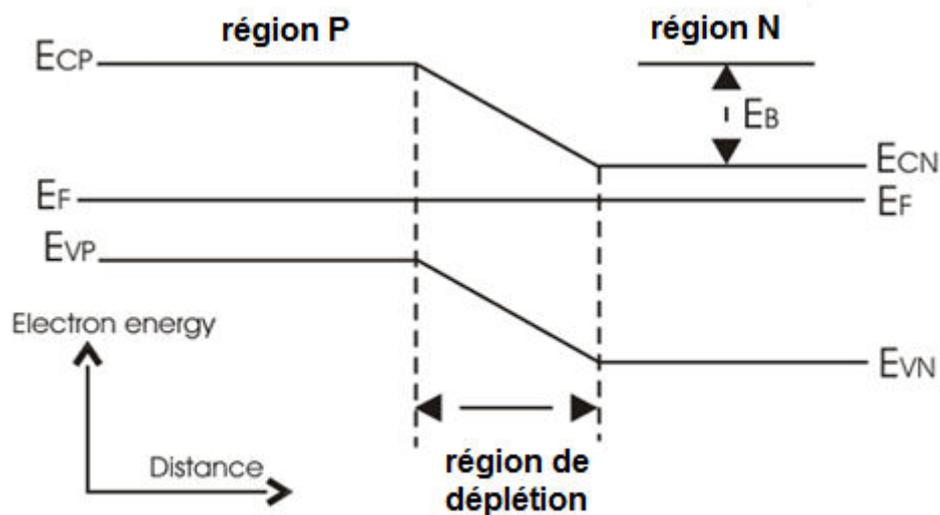


Figure I-3. Courbure de bandes d'énergie dans une jonction PN [2]

Pour calculer la hauteur de la barrière de potentielle on procède de la manière suivante : la concentration d'électron libre étant donné par la formule suivante :

Coté N :

$$n_N = N_C \exp \left[\left(\frac{E_F - E_{CN}}{K_B \cdot T} \right) \right] \quad (I.1)$$

n_N : Concentration des électrons dans la bande de conduction coté N

N_C : Densité d'états équivalente dans la bande de conduction

E_F : Niveau de Fermi

E_{CN} : Energie du bas de la bande de conduction coté N

K_B : Constante de Boltzmann

T : Température

Coté P :

$$n_p = N_C \exp \left[\left(\frac{E_F - E_{CP}}{K_B T} \right) \right] \quad (1.2)$$

n_p : Concentration des électrons dans la bande de conduction coté P

E_{CP} : Energie du bas de la bande de conduction coté P

Ce qui permet de calculer $E_B = E_{CP} - E_{CN}$, qui représente la différence de niveaux d'énergie entre la région P et N due à la courbure de bandes, les équations (1.1 et 1.2) donnent :

$$\ln \left(\frac{n_N}{N_C} \right) = \frac{(E_F - E_{CN})}{K_B T} \quad (1.1 \text{ bis})$$

$$\ln \left(\frac{n_P}{N_C} \right) = \frac{(E_F - E_{CP})}{K_B T} \quad (1.2 \text{ bis})$$

(1.1bis – 1.2bis) donne :

$$\ln \left(\frac{n_N}{n_P} \right) = \frac{E_{CP} - E_{CN}}{K_B T} \Rightarrow E_B = K_B T \ln \left(\frac{n_N}{n_P} \right)$$

E_B est l'énergie qui correspond à une potentiel

$$V_{PN} = \frac{E_B}{q} \Rightarrow V_{PN} = \frac{K_B T}{q} \ln \left(\frac{n_N}{n_P} \right)$$

Si on admet que tous les atomes sont ionisés, on peut remplacer n_N et n_P par leurs expressions :

$$n_N = N_D \text{ et } n_P = \frac{n_i^2}{N_A} \Rightarrow$$

$$V_{PN} = V_D = \frac{k_B T}{q} \ln \left(\frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \right) \quad (1.*)" data-bbox="114 88 886 117"/>$$

$$\frac{k_B T}{q} = U_T = 26 \text{ meV à } 300K^\circ.$$

II.3. Caractéristiques de la zone de charge d'espace

Soit une jonction PN qui obéit aux conditions suivantes :

- ✓ Jonction abrupte.
- ✓ Dopage uniforme avec une concentration N_A atomes/ cm^3 dans la région P et une concentration N_D atomes/ cm^3 dans la région N.
- ✓ Appelons x_N et x_P les extensions de zone de charge d'espace respectivement dans les zones N et P. soit un axe "OX" perpendiculaire à la jonction dont l'origine est située au plan métallurgique de la jonction est orienté, comme cela est indiqué sur la figure ci contre.

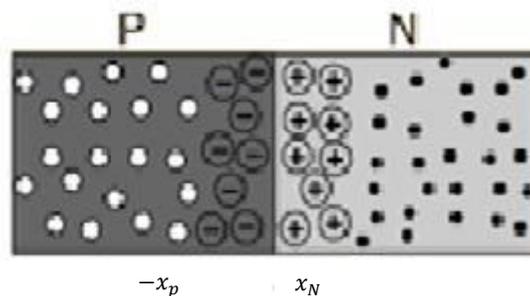


Figure I-4. Formation de la zone de déplétion [3]

Pour déterminer les répartitions du champ électrique, du potentiel et calculer l'épaisseur de la ZCE, on doit intégrer l'équation de Poisson [1,2,3].

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{-\rho}{\epsilon_r \epsilon_0} \quad (1-3)$$

Ou ρ est la densité de charge, ϵ_r est la constante diélectrique du matériau et ϵ_0 est la permittivité du vide ($\epsilon_0=8,86. 10^{-14}$ F/cm). On pose $\epsilon_0. \epsilon_r = \epsilon$ qui est la permittivité du matériau. et aura :

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{-\rho}{\epsilon} \tag{I-4}$$

La jonction délimite quatre zones : deux zones neutres (N et P), et une zone de charge positive et une négative.

$$\begin{cases} \frac{d^2V}{dx^2} = \frac{qN_A}{\epsilon} ; & -x_P \leq x \leq 0 \\ \frac{d^2V}{dx^2} = \frac{-qN_D}{\epsilon} ; & 0 \leq x \leq x_N \\ \frac{d^2V}{dx^2} = 0; & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{I-5}$$

A. Répartition du champ électrique

Pour une première intégration on obtient :

$$\begin{cases} \frac{dV}{dx} = \frac{qN_A}{\epsilon} x + C_1 ; & -x_P \leq x \leq 0 \\ \frac{dV}{dx} = \frac{-qN_D}{\epsilon} x + C_2 ; & 0 \leq x \leq x_N \\ \frac{dV}{dx} = C_3; & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{I-6}$$

Par ailleurs, sachant que le champ dérive d'un potentiel dans l'approximation quasi statique, on peut écrire :

$$\begin{cases} E = -\frac{dV}{dx} = -\left(\frac{qN_A}{\epsilon} x + C_1\right) ; & -x_P \leq x \leq 0 \\ E = -\frac{dV}{dx} = -\left(\frac{-qN_D}{\epsilon} x + C_2\right) ; & 0 \leq x \leq x_N \\ E = -\frac{dV}{dx} = C_3 ; & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{I-7}$$

Pour calculer les constantes, on doit appliquer les conditions aux limites concernant le champ électrique :

- ❖ En dehors des zones de charge d'espace : $E(x) = 0$, car pas de charge et en particulier $E(x_N) = E(-x_P) = 0$; ce qui permet de déterminer le champ dont les expressions dans les différentes zones sont données par :

$$\begin{cases} E(x) = -\frac{qN_A}{\epsilon}(x + x_P); & -x_P \leq x \leq 0 \\ E(x) = \frac{qN_D}{\epsilon}(x - x_N); & 0 \leq x \leq x_N \\ E(x) = 0; & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I-8)$$

Le champ électrique étant continu à la traversée de la jonction, on peut en déduire à partir du système (6) que $E(0)_N = E(0)_P$, Ce qui donne la valeur du champ maximum à la traversée de la jonction.

$$E_{max} = \frac{qN_D x_N}{\epsilon} = \frac{qN_A x_P}{\epsilon} \quad (I-9)$$

D'où on déduit

$$N_A x_P = N_D x_N \quad (I-10)$$

Cette équation montre que si $N_A \gg N_D$ par exemple : alors $x_P \leq x_N$, ce qui veut dire que la ZCE s'étale beaucoup plus du coté le moins dopé.

B. Répartition du potentiel électrostatique

On intègre le système (I-6), et en posant comme conditions aux limites :

$$\begin{cases} V(x) = V_N; & x \gg x_N \\ V(x) = V_P; & x \leq x_P \end{cases}$$

Ce qui nous donne comme expression du potentiel dans les différentes régions de la structure.

$$\begin{cases} V(x) = \frac{qN_A}{2\epsilon}(x + x_P)^2 + V_P; & -x_P \leq x \leq 0 \\ V(x) = \frac{qN_D}{2\epsilon}(x - x_N)^2 + V_P; & 0 \leq x \leq x_N \\ V(x) = V_N; & x \geq x_N \text{ et } V(x) = V_P; & x \leq -x_P \end{cases} \quad (I-11)$$

La continuité du potentiel en $x = 0$ donne : $V(0)_N = V(0)_P$, ce qui implique

$$\frac{-qN_D}{2\epsilon} x_N^2 + V_N = \frac{qN_A}{2\epsilon} x_P^2 + V_P$$

On peut déduire la tension de diffusion :

$$V_D = V_N - V_P = V_{NP} = \frac{q}{2\epsilon} (N_D x_N^2 + N_A x_P^2)^2 \quad (I-12)$$

C. Épaisseur de la ZCE

L'épaisseur totale de la zone de charge d'espace X est égale à la somme des épaisseurs de la ZCE x_N et x_P ; $X = x_N + x_P$

On peut calculer les épaisseurs x_N et x_P en combinons les deux systèmes d'équation (I-10) et (I-12), ce qui donne :

$$x_N = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot V_D \cdot \frac{N_A}{N_D(N_A+N_D)}} \quad (I-13)$$

$$x_P = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot V_D \cdot \frac{N_D}{N_A(N_A+N_D)}} \quad (I-14)$$

Généralement, les jonctions PN sont dissymétriques du point de vue dopage, ce qui simplifie les formules donnant les épaisseurs des zones de charge d'espace et les équations (I-13 et I-14) deviennent :

➤ **Jonction P⁺N**

$$x_N = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot V_D} \cdot \frac{1}{\sqrt{N_D}} \quad (I-13.1)$$

$$x_P = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot V_D} \cdot \frac{\sqrt{N_D}}{N_A} \quad (I-14.1)$$

➤ **Jonction N⁺P**

$$x_N = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot V_D} \cdot \frac{\sqrt{N_A}}{N_D} \quad (I-13.2)$$

$$x_P = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot V_D} \cdot \frac{1}{\sqrt{N_A}} \quad (I-14.2)$$

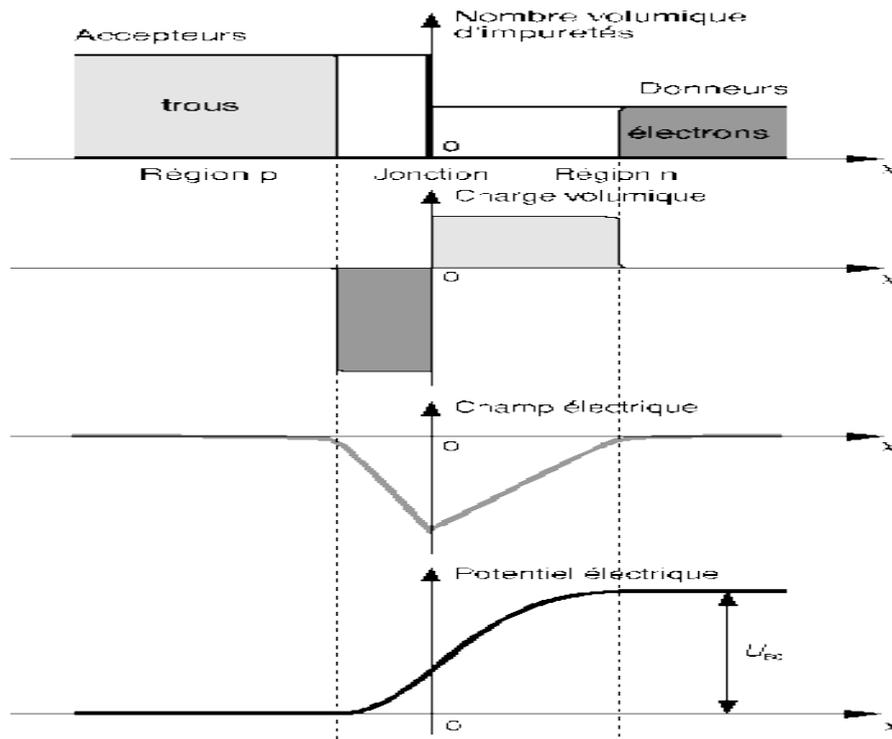


Figure 1-5. Allure de la : densité de charge, champ électrique et le potentiel dans une jonction PN [1]

III. Jonction PN polarisée

Si on applique à la jonction une tension extérieure U , de telle manière à ce que la polarisation soit directe, cette tension va s'opposer à V_D de façon à former une nouvelle barrière $V_D - U$, inférieure à la précédente (V_D). Le passage des majoritaires va donc être augmenté, et la nouvelle valeur de l'épaisseur de la ZCE est : [1]

$$x_N = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot (V_D - U) \cdot \frac{N_A}{N_D(N_A + N_D)}} \tag{I-15}$$

$$x_P = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \cdot (V_D - U) \cdot \frac{N_D}{N_A(N_A + N_D)}} \tag{I-16}$$

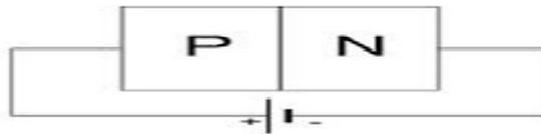


Figure 1-6. Jonction PN polarisée en direct [3]

Si on polarise la diode en inverse, la barrière augmente et devient égale à $(V_D + U)$ et le passage des majoritaires est fortement réduit.

En polarisation inverse, on s'intéresse particulièrement à la capacité de la jonction C_j , cette capacité par unité de surface s'exprime par la relation suivante :

$$C_j = \frac{\varepsilon}{x_N + x_P}$$

Avec :

$$C_j = \sqrt{\frac{q\varepsilon}{2}} \frac{1}{1 + \frac{N_D}{N_A}} \frac{\sqrt{N_D \left(1 + \frac{N_D}{N_A}\right)}}{\sqrt{V_D + U}} \quad (I-17)$$

Et dans le cas $N_A \geq N_D$ ou aura :

$$C_j = \sqrt{\frac{q\varepsilon N_D}{2(V_D + U)}} \quad (I-18)$$

Peut être donnée par la relation suivante :

$$C_j = C_{j0} \left[1 + \frac{V}{V_D}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (I-19)$$



Figure I-7. Jonction PN polarisé en inverse [3]

Chapitre II : Les Diodes dans les circuits

I. Caractéristiques statiques d'une diode à jonction PN

Pour mesurer le courant d'une jonction PN, les contacts métalliques doivent être pris sur les cotés N et P. On obtient un composant appelé diode. Son symbole électrique est le suivant [4] :

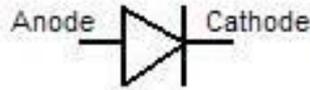


Figure II-1. Symbole d'une diode [4]

La caractéristique $I(V)$ d'une diode est dissymétrique et admet trois zones comme le montre la figure suivante [5] :

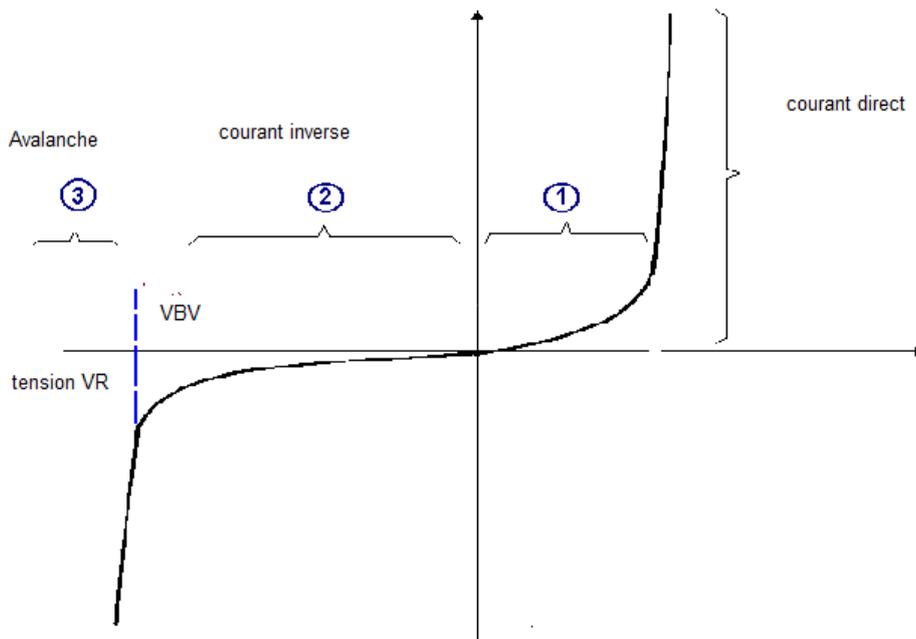


Figure II-2. Caractéristique d'une diode [1]

- Les zones (1 : caractéristique directe et 2 : caractéristique inverse) répondent assez bien à la formule suivante :

$$I = I_{sat} \left(\exp\left(\frac{V}{U_T}\right) - 1 \right) \quad (II.1)$$

En pratique, les jonctions PN présentent des caractéristiques électriques légèrement différentes de celle donnée par l'équation (II.1). Un terme correctif est ajouté et dont la valeur dépend de la nature des impuretés contenues dans le matériau SC. Dans ce cas l'équation du courant s'écrit :

$$I = I_{sat} \left(\exp\left(\frac{V}{m.U_T}\right) - 1 \right) \quad (II.2)$$

m : est une constante appelée facteur d'idéalité et dont la valeur varie entre 1 et 2.

I_{sat} : est le courant de saturation.

- La zone 3 est celle d'avalanche, le courant dans cette zone est multiplier par un facteur M donné par la relation suivante :[1]

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_R}{V_{BV}}\right)^n} \quad (II.3)$$

n : étant un facteur compris entre 2 et 6.

V_{BV} : La tension d'avalanche.

V_R : La tension inverse appliquée.

Pour relever la caractéristique directe d'une diode, on utilise le circuit suivant:

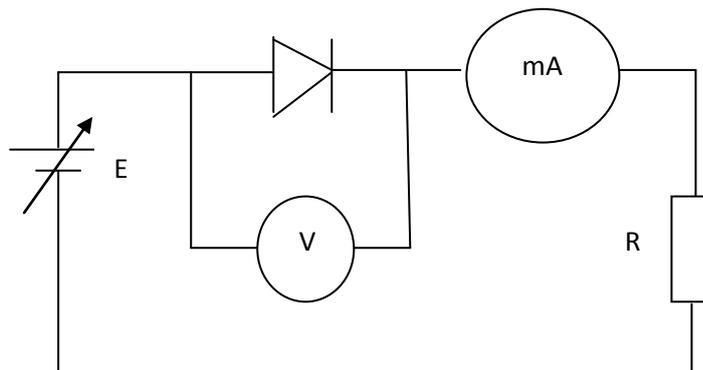


Figure II-3. Polarisation en directe [1]

Pour relever la caractéristique inverse, il suffit d'inverser la polarité de l'alimentation E.

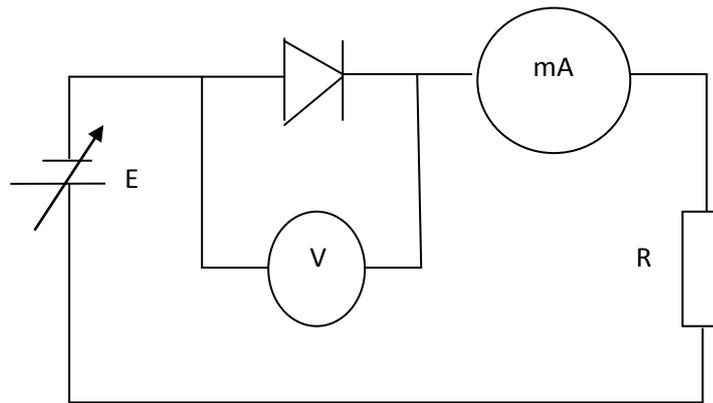


Figure II-4. Polarisation en inverse [1]

II. Schéma équivalent à une diode

II.1. Diode idéale

Une diode idéale se comporte comme un interrupteur ouvert quand elle est polarisée en inverse et fermée quand elle est polarisée en direct. Dans ce cas la caractéristique idéale est considérée comme un court circuit sous polarisation directe et comme un circuit ouvert lorsqu'elle est polarisée en inverse : c'est un interrupteur électronique [6,7].

La figure suivante donne la caractéristique dans le cas idéal de la diode et son équivalent dans un circuit sous polarisation inverse et directe.

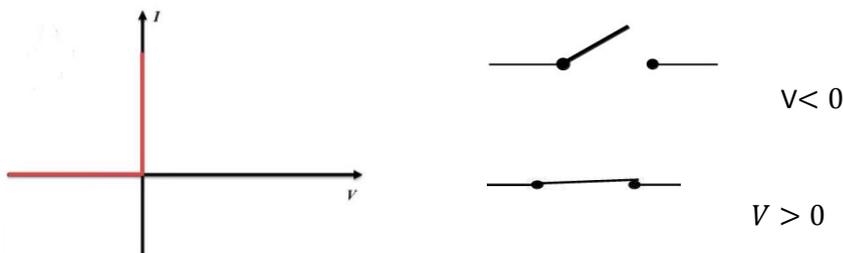


Figure II-5. Caractéristique et schéma équivalent de la diode idéale polarisée en inverse et en direct [6]

II. 2. Diode réelle

L'approximation la plus proche de la diode réelle consiste à prendre en compte la résistance dynamique de la diode et la barrière de potentiel qui se présente comme une force contre

électromotrice. La figure suivante représente la caractéristique d'une diode réelle et son schéma équivalent quand elle est polarisée en directe.

La résistance dynamique moyenne r_d est déterminée par la pente moyenne de la partie utilisée de la caractéristique directe de la diode [6,7] :

$$r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (11.4)$$

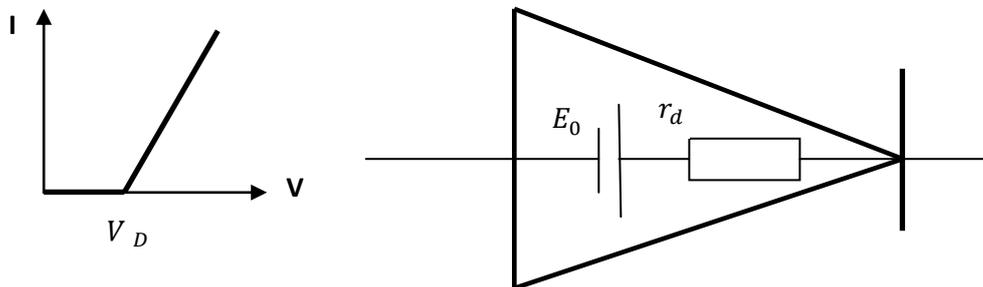


Figure II-6. Caractéristique et Schéma équivalent de la diode réelle [6]

III. Application des diodes dans les circuits

III.1. Redressement

Le redressement est un processus qui convertit un signal alternatif en un signal qui a une seule polarité, donc l'obtention d'une tension continue à partir d'une tension sinusoïdale, on trouve cette fonction "redressement" dans les convertisseurs alternatif-continu, qui servent à alimenter, à partir du réseau de distribution alternatif, des récepteurs demandant une tension d'alimentation continue[1].

Lorsque la tension de sortie n'est pas réglable, on parle de redressement non commandé. Les chargeurs de téléphones portables par exemple, doivent alimenter la batterie sous une tension continue fixe créée à partir de la tension alternative du secteur. Il existe deux types de redressement :

- A. Mono alternance.
- B. Double alternance.

A. Redressement Mono alternance :

La figure suivante présente un circuit redresseur mono alternance [1,7,8]

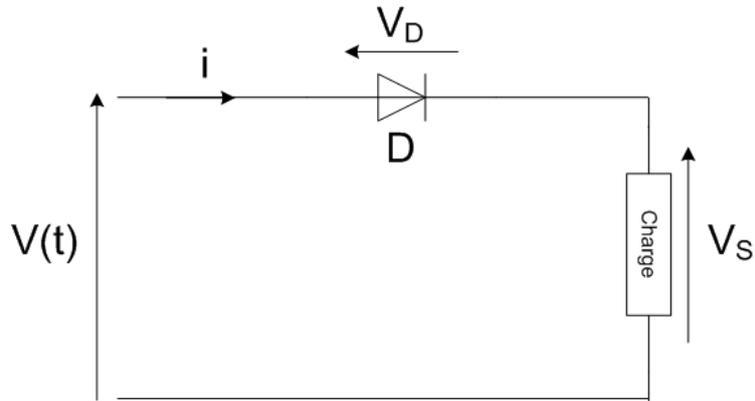


Figure. II-7. Redresseur simple alternance [4]

Ou :

- la tension $V(t)$ est sinusoïdale alternative.
- La diode est supposée parfaite (tension de seuil nulle).
- La charge est une résistance.

Donc, quel est l'état de la diode quand $V > 0$ et $V < 0$?

$V(t) > 0 \Rightarrow V(t)_S = V(t)$ et la diode est conductrice ou passante.

$V(t) < 0 \Rightarrow V_S(t) = 0$ et la diode est bloquée.

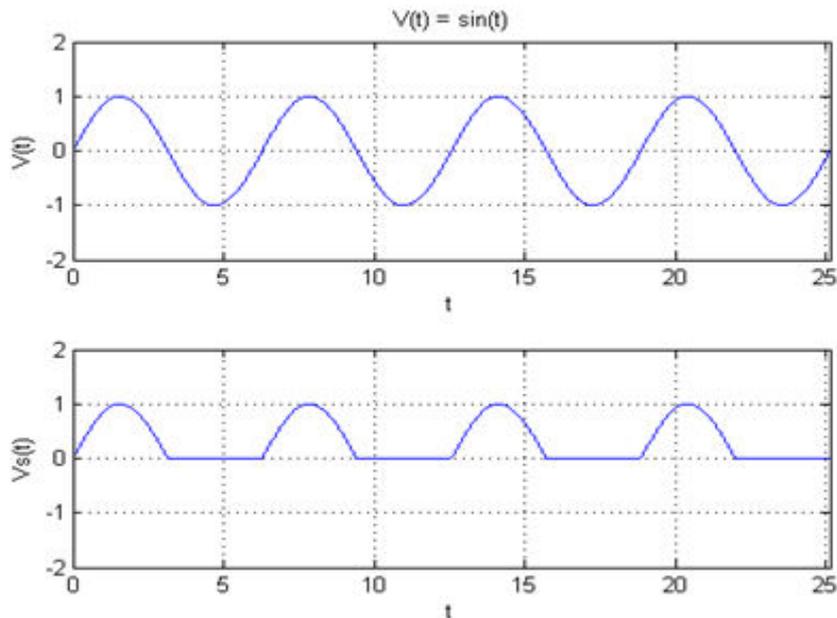


Figure. II-8. L'allure de la tension d'entrée et redressée mono alternance

- Nous remarquons que la tension de sortie V_S a un seul signe alors que le signal d'entrée est tantôt positif, tantôt négatif. On dit ,dans ce cas, que le signal est redressé.
- La valeur moyenne du signal d'entée V est nulle, par contre la valeur moyenne du signal redressé V_S est différente de zéro.

1. Calcul de la valeur moyenne de la tension redressée :

On rappelle :

$$\langle V_S \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_S(T) dt \Rightarrow \langle V_S \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_{max} \sin(\omega t) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T 0 dt$$

$$\langle V_S \rangle = \frac{V_{max}}{T} \left[-\frac{\cos(\omega t)}{\omega} \right]_0^{T/2} = \frac{2V_{max}}{\omega \cdot T}$$

$$\langle V_S \rangle = \frac{V_{max}}{\pi} \tag{II.5}$$

2. Calcul de la valeur efficace de la tension redressée :

On rappelle que :

$$V_{eff} = \sqrt{\langle V^2 \rangle} \Rightarrow V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2 dt}$$

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{2} = \frac{U_{eff}}{\sqrt{2}} \tag{II.6}$$

$$I_{moy} = \frac{I_{max}}{\pi} \text{ et } I_{eff} = \frac{I_{max}}{2} \tag{II.7}$$

Un autre circuit redresseur mono alternance existe, c'est le redresseur mono à transformateur comme le montre la figure II-9 [8] :

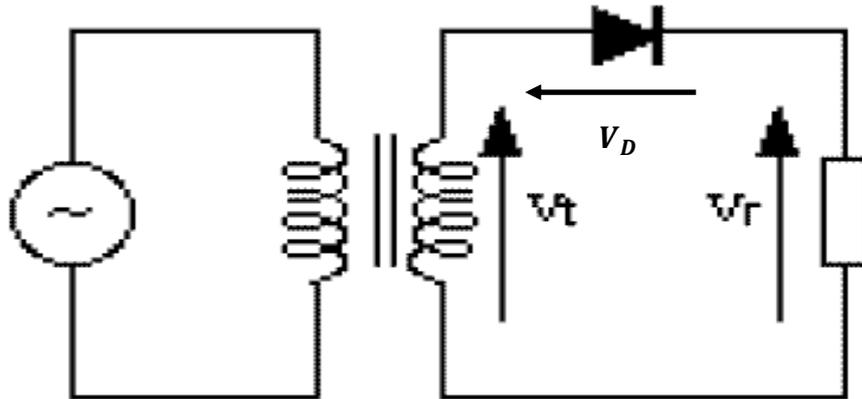


Figure II-9. Redressement mono alternance à transformateur et une diode [4]

Lorsque la tension aux bornes du transformateur V_t dépasse la tension de seuil de la diode, celle-ci conduit, laissant passer le courant direct dans la charge. La tension aux bornes de la charge V_r est :

$$V_r = V_t - V_D \quad (II.8)$$

Lorsque la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée, il ne subsiste que le courant de fuite, qui est négligeable en comparaison du courant direct. La tension aux bornes de la diode est alors égale à celle aux bornes du transformateur.

B. Redressement double alternance :

Pour améliorer le redressement simple alternance, on fait appel au redressement double alternance qui utilise soit le transformateur à point milieu ou le pont de diodes (pont de Graëtz) [1,8].

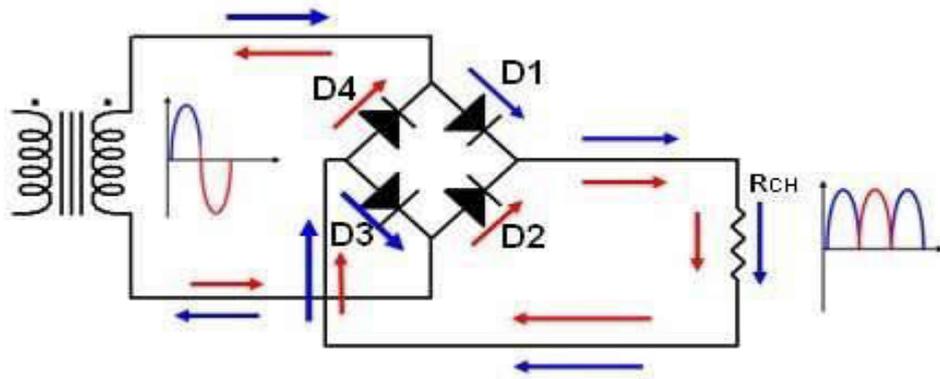
1. Pont de diodes :

Figure II-10. Redresseur double alternance à pont de diodes [4]

En idéalisant la caractéristique des diodes (on néglige en particulier la tension à leurs bornes), on obtient une tension dont la forme est indiquée dans la figure II-11. En effet, quand la tension $V(t)$ est positive : les diodes D1 et D3 sont en polarisation directe et laissent passer le courant qui circule dans la charge. Tandis que les diodes D2 et D4 sont en polarisation inverse et sont donc à l'état bloquée et $V_S(t) = +V(t)$. par contre, lorsque la tension $V(t)$ est négative, les polarisations sont inversées : ce sont les diodes D2 et D4 qui sont conductrices et les diodes D1 et D3 qui sont bloquées et $V_S(t) = -V(t)$. On retrouve donc aux bornes de la charge les deux alternances de la sinusoïde, mais la seconde est ramenée dans le même sens que la première.

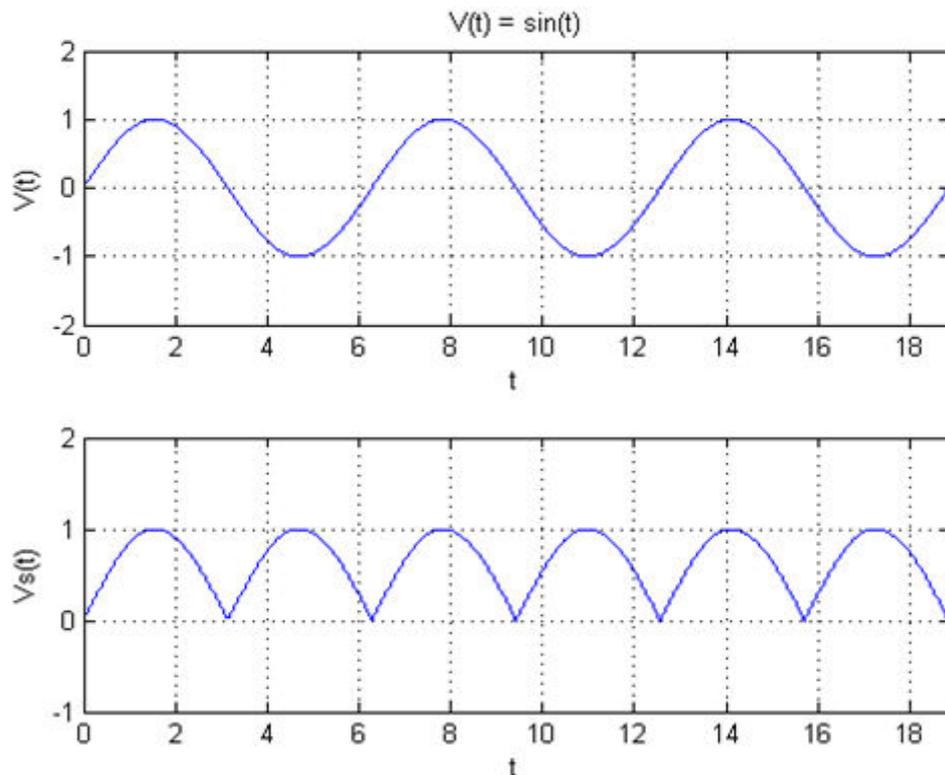


Figure II-11. L'allure de la tension d'entrée et redressée double alternance avec pont de diodes

2. Redressement double alternance avec un transformateur à point milieu :

Pour ce type de redressement, on utilise un transformateur à point milieu. Le secondaire du transformateur possède un point milieu c'est-à-dire deux tensions identiques mais de sens opposés.

$e_1 = -e_2$ et deux diodes D1 et D2 sont utilisées pour obtenir le redressement des deux alternances.

Les deux tensions e_1 et e_2 sont en opposition de phase (déphasage de π) on a :

$$e_1 = U_{max} \sin wt$$

Et

$$e_2 = U_{max} \sin(wt - \pi) = -U_{max} \sin wt$$

Pendant l'alternance positive

D1 conductrice et D2 bloquée $\Rightarrow V_S = V_1(t)$

Pendant l'alternance négative

D1 bloquée et D2 passante $\Rightarrow V_S = V_2(t)$

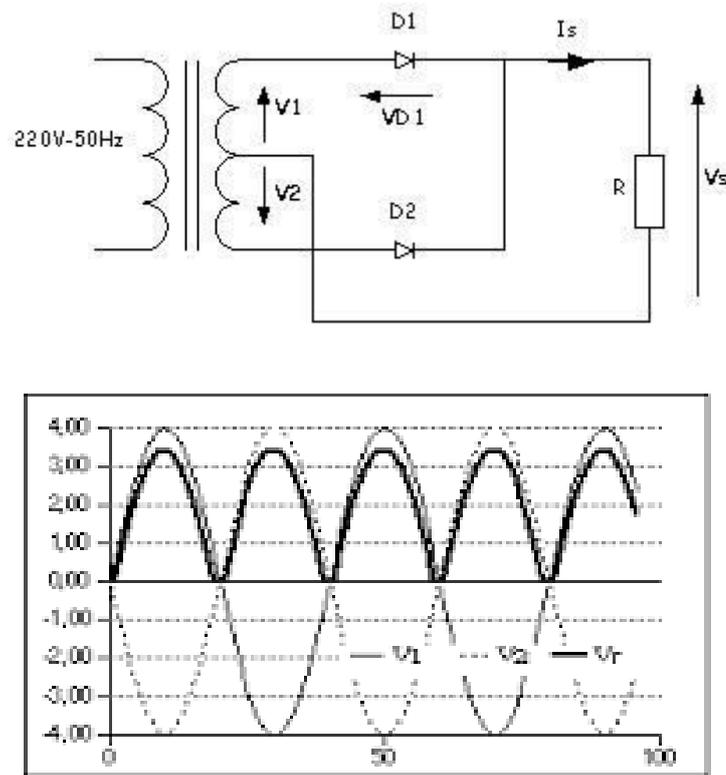


Figure II-12. L'allure des tensions en utilisant le redressement double alternance avec transformateur à point milieu [4]

3. Calcul de la valeur moyenne et efficace du signal redressé double alternance :

Ces valeurs sont donnés par :

$$I_{moy} = 2 \frac{I_{max}}{\pi} \quad \Rightarrow \quad V_{moy} = 2 \frac{V_{max}}{\pi} \quad (II.9)$$

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad \Rightarrow \quad V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (II.10)$$

4. Filtrage :

Pour rendre le signal redressé, purement continu on utilise généralement un filtre. Les différentes étapes pour aboutir à ce signal continu sont schématisées par la figure suivante :

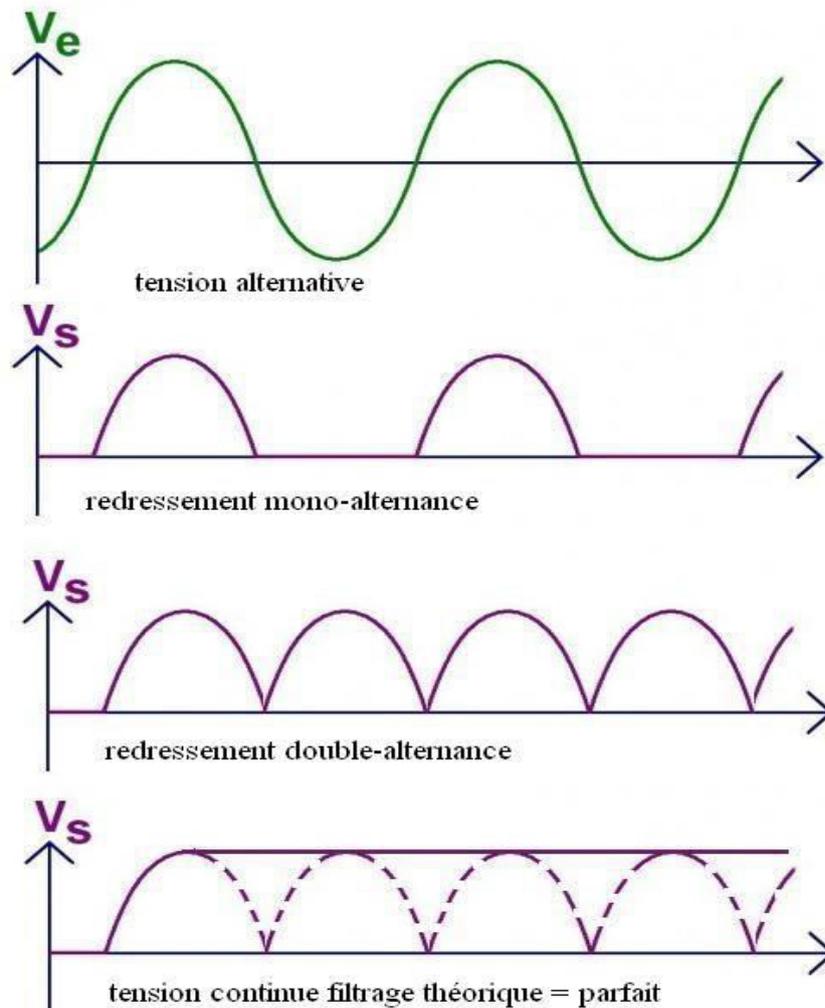


Figure II- 13. Graphe des différentes étapes pour aboutir un signal continu [4]

Pour avoir une tension constante, il convient de filtrer l'ondulation résiduelle. Plaçons à la sortie d'un redresseur mono ou double alternance un condensateur comme cela est indiqué sur la figure II-14 et la figure II-15.

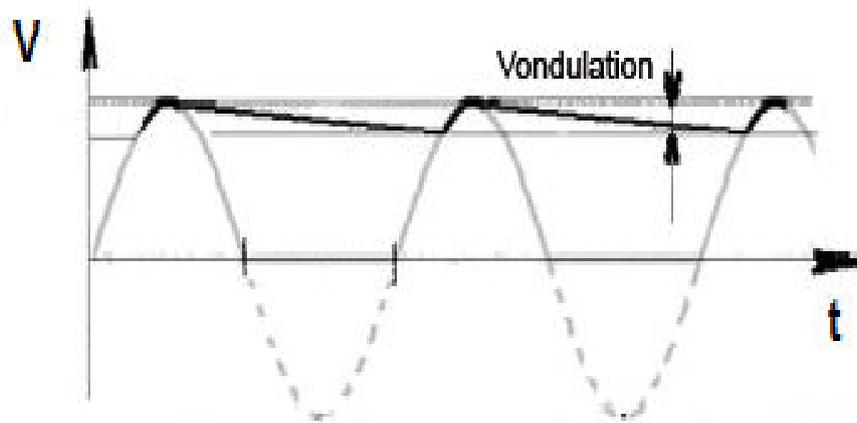
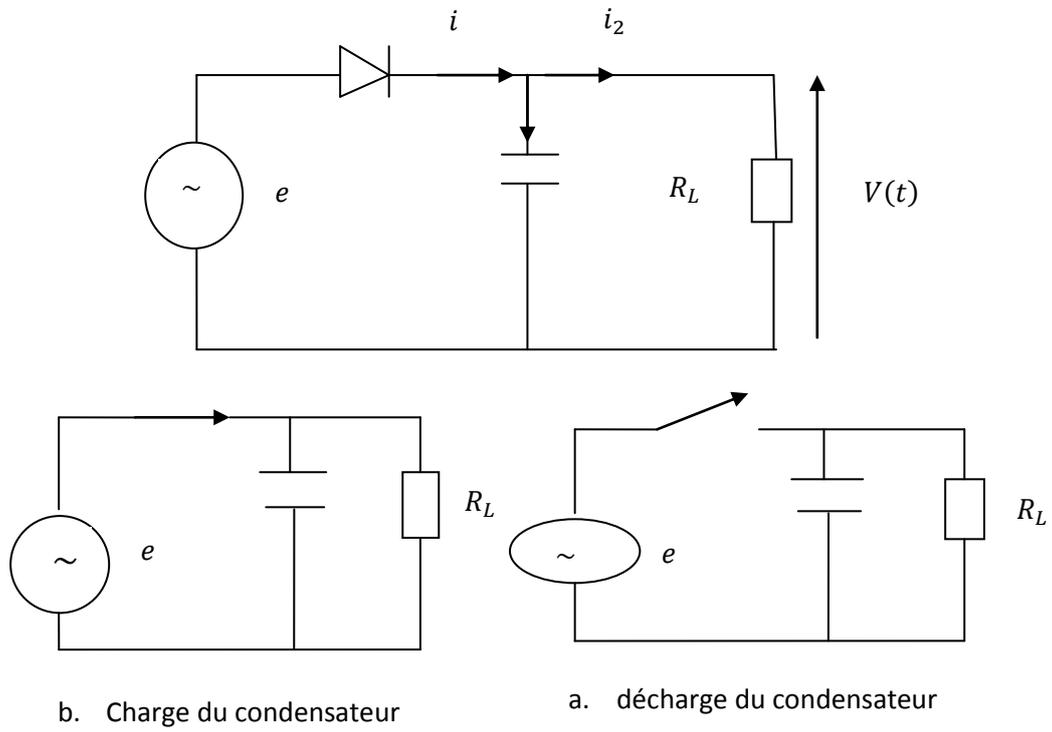


Figure II-14. Filtrage après un Redressement mono alternance [1]

Même chose pour un signal redressé en double alternance.

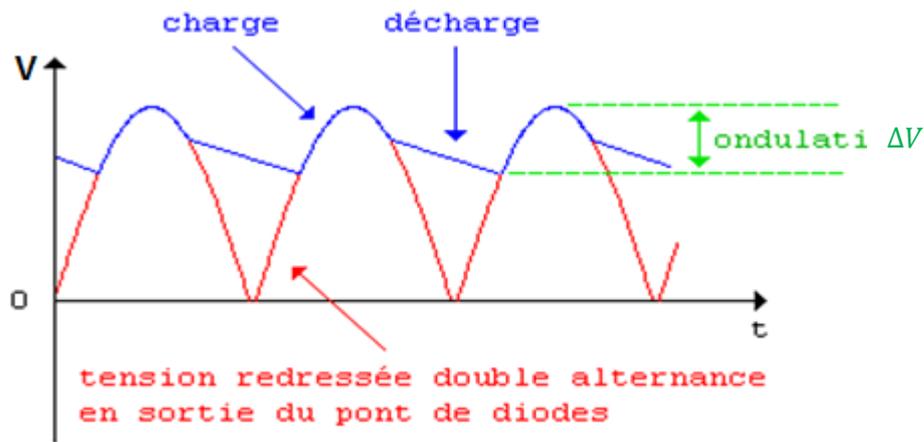
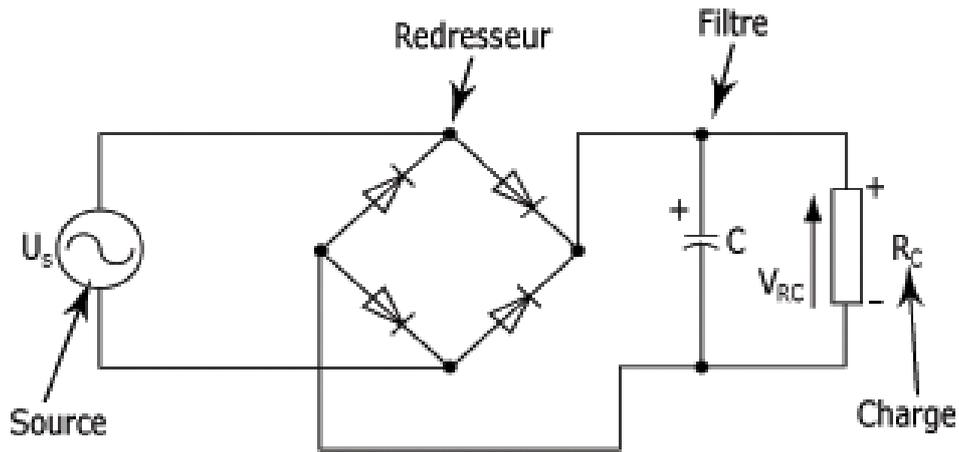


Figure II-15.Redressement double alternance et filtrage [4]

$t \in \left[0, \frac{T}{4}\right]$: La densité d'entrée croit et la diode conduit.

La capacité "C" commence à se charger avec une constante de temps $\tau_C = R_C \cdot C$ Jusqu'à la valeur maximale.

$t \in \left[\frac{T}{4}, \frac{T}{2}\right]$: Lorsque la tension d'entrée décroît, la diode sera polarisée en inverse, elle se bloque et la capacité se décharge dans R_C .

La tension de sortie peut être approximée par :

$$V = V_{max} \cdot \exp\left(-\frac{t_1}{R_C \cdot C}\right) \quad (II.11)$$

t_1 : C'est l'instant où la sortie atteint la valeur V_{max} .

$$\Delta V = \frac{V_{max} \cdot \Delta t}{\tau_c} \quad (II.12)$$

5. le taux d'ondulation d'un signal redressé et le facteur de Forme :

Le signal redressé n'est pas constant, il comporte une composante ondulée. Pour mesurer l'importance de cette composante variable, on définit un paramètre " τ " appelé taux d'ondulation qui est défini par le rapport de la valeur efficace de l'ondulation sur la valeur moyenne.

$$\tau = \frac{I_{ond}}{I_{moy}} \quad (II.13)$$

On définit aussi un autre paramètre appelé facteur de forme " F " égale au rapport de la valeur efficace du courant sur sa valeur moyenne.

$$F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}} \quad (II.14)$$

Or

$$I_{eff}^2 = I_{moy}^2 + I_{ond}^2 \quad (II.15)$$

En divisant les deux membres de l'équation par I_{moy}^2 , on obtient :

$$F^2 = 1 + \tau^2 \Rightarrow \tau = \sqrt{F^2 - 1}$$

Nous allons déterminer τ et F pour un signal qui a subi un redressement simple et double alternance.

A. Mono alternance :

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{2} \text{ et } I_{moy} = \frac{I_{max}}{\pi} \Rightarrow F = \frac{\frac{I_{max}}{2}}{\frac{I_{max}}{\pi}} = \frac{\pi}{2}$$

Donc, le facteur de forme : $F = \frac{\pi}{2} = 1.57$

On déduit le taux d'ondulation : $\tau = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} = 1.21$

B. Double alternance :

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{moy} = 2 \cdot \frac{I_{max}}{\pi} \Rightarrow F = 1.11 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \text{ et } \tau = 0.483$$

III.2. Les limiteurs à diodes

Les limiteurs à diodes sont des circuits comprenant une ou plusieurs diodes, des résistances et des sources continues de références [6].

Pour l'étude de ces circuits, nous allons considérer des diodes idéales.

➤ Limiteur à deux diodes :

Le montage est représenté par la figure .II-16. En suppose que les diodes sont idéales, $E_2 < E_1 < V_{max}$. On demande la forme du signal de sortie.

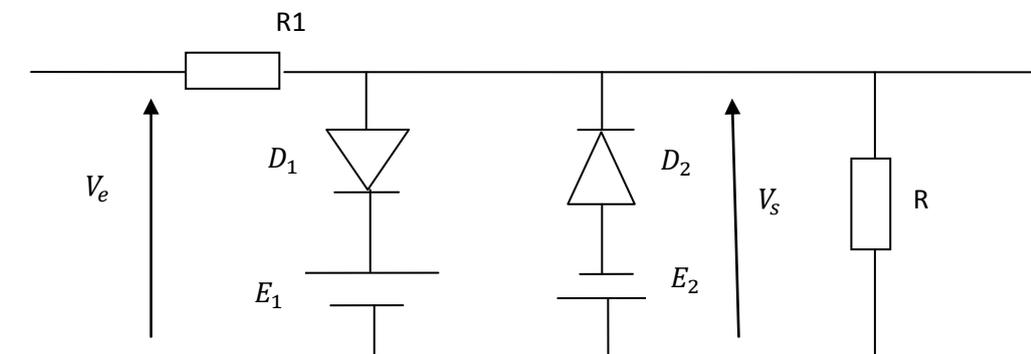


Figure. II-16.Limiteur de tension [1]

Pendant l'alternance positive : D1 conductrice D2 bloquée.

Pendant l'alternance négative : D1 bloquée D2 conductrice.

Le signal de sortie aura la forme carrée figure. II-17. Donc, ce circuit permet la génération d'un signal carrée à partir d'un signal sinusoïdale. On peut dire alors, que l'écrêteur permet d'éliminer une partie du signal d'entrée tout en laissant passer le signal le reste du temps c'est-à-dire de permettre la transmission d'une partie du signal avec une limitation en amplitude.

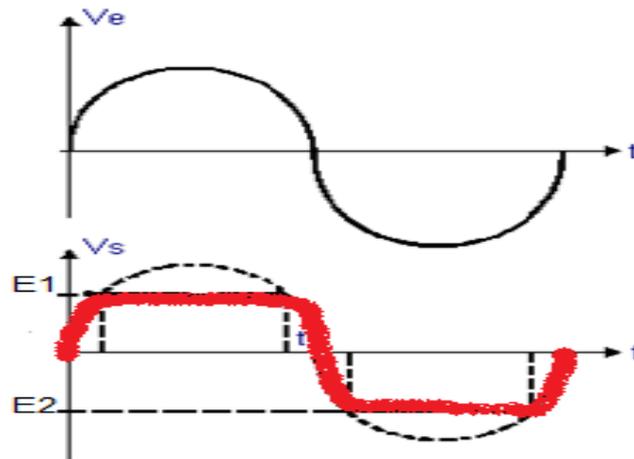


Figure II-17. Graphe de l'écrêtage

III.3. Doubleur de tension

Certaines applications nécessitent des tensions continues très élevées. On pourrait les obtenir avec un transformateur élévateur et un redressement/ filtrage classique.

Il existe une solution moins couteuse à base de diodes et de condensateur c'est le doubleur de tension comme le montre la figure II- 18.

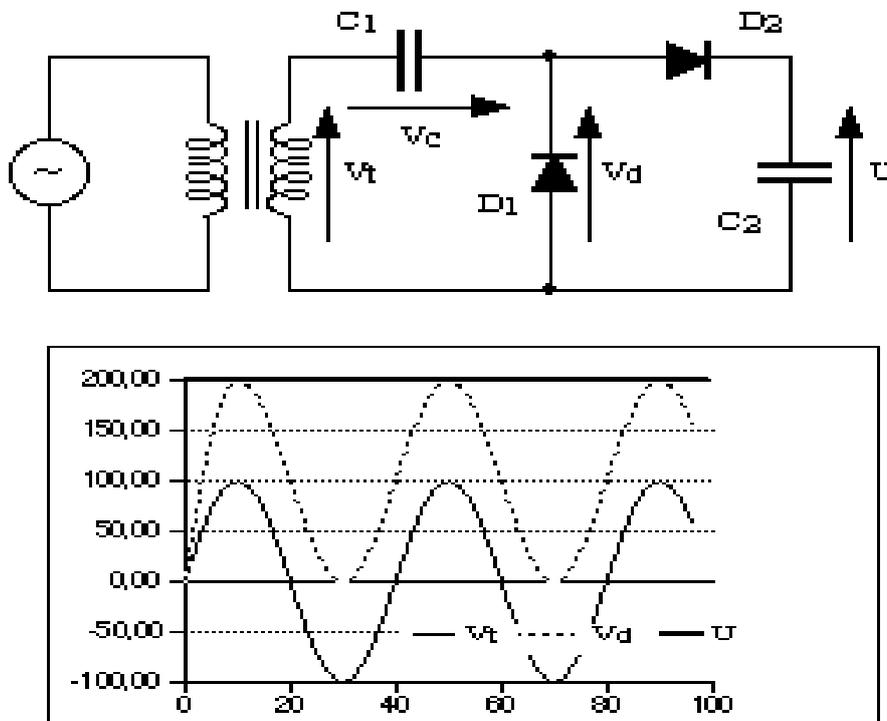


Figure II-18. Doubleur de tension [4]

Aux bornes du condensateur C_1 , si la charge est infinie, la tension V_C restera constante et égale à la tension crête du transformateur. La diode D_1 verra à ses bornes la tension $V_t + V_C$, dont la valeur crête est égale à deux fois la tension crête du transformateur. Tout se passe comme si la tension du transformateur avait été translatée d'une fois la valeur de la tension crête. Il suffit alors de filtrer cette tension à sa valeur de crête avec D_2 et C_2 . On obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du transformateur.

IV. Régulateur à diode Zener

➤ Diode Zener :

Contrairement à une diode conventionnelle qui ne laisse passer le courant électrique que dans un seul sens direct, les diodes Zener sont conçues de façon à laisser également passer le courant inverse sans destruction de la diode, mais ceci uniquement si la tension à ses bornes est plus élevée que le seuil de l'effet d'avalanche. Ce seuil en tension inverse (tension Zener) est de valeur déterminier pouvant aller de 1.2v à plusieurs centaines de volts.

Les diodes Zener sont fréquemment utilisées pour réguler la tension dans un circuit [6,7,8], La représentation symbolique de la diode Zener est la suivante:



Figure. II.19. Symbole de la diode Zener[9]

La région d'utilisation d'une diode Zener est montrée sur la figure. II-20.

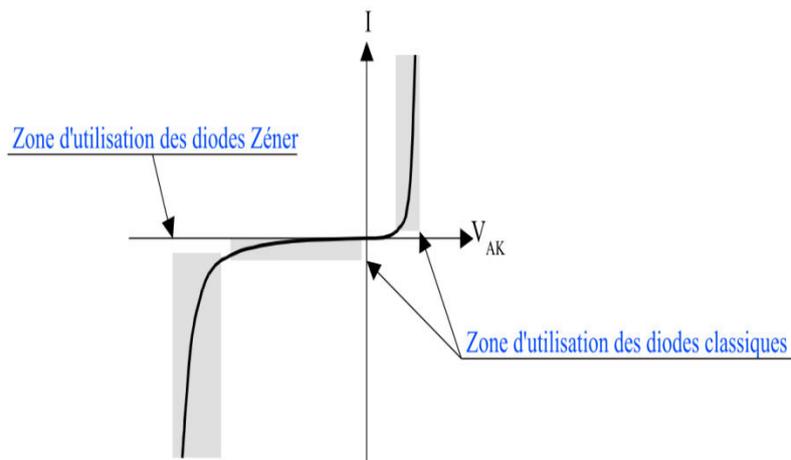


Figure II-20. Caractéristique d'une diode Zener [9]

➤ Régulateurs de tension à diode Zener :

De par leurs caractéristiques, les diodes Zener sont idéales pour stabiliser des tensions continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées).

Le montage de la figure II.21 est un stabilisateur de tension. Il permet de maintenir la tension U_s , aux bornes de la charge R_2 , sensiblement constante lorsque le courant I_s varie entre 0 et $I_{s\max}$ et/ou lorsque la tension d'entrée (non régulée) U_e varie entre $U_{e\min}$ et $U_{e\max}$; c'est le cas des tensions redressées et filtrées.

Pour que la diode Zener fonctionne et assure son rôle de régulateur, il faut qu'un courant I_Z non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelque soient les variations de la tension d'entrée U_e et de la charge R_2 [9] .

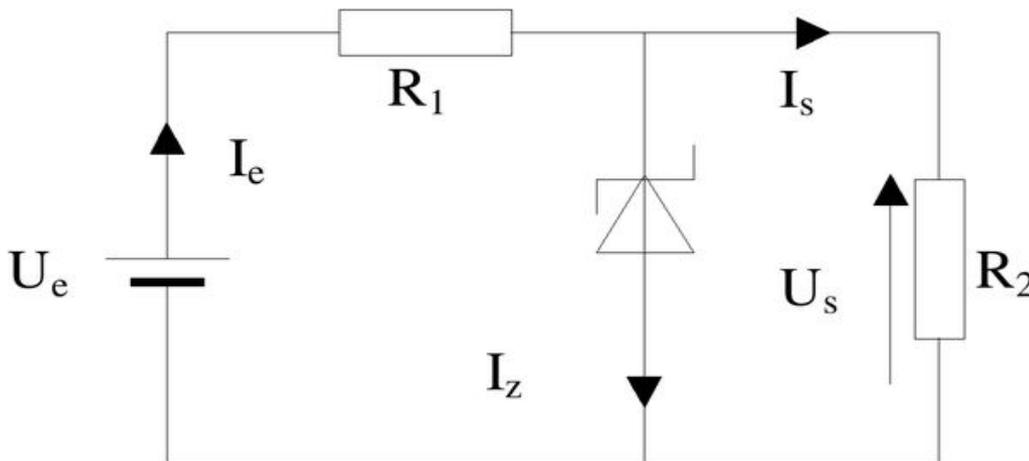


Figure II-21. Montage régulateur de tension par diode Zener [9]

La résistance R_1 assure le rôle de polarisation de la Zener, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant I_Z ne dépasse pas le courant $I_{Z\max}$.

- **Calcul de R_1**

Cette résistance est calculée de telle sorte que le courant I_Z , vérifie la condition suivante :

$$I_{Z\min} \leq I_Z \leq I_{Z\max} \tag{II.16}$$

Supposons $r_Z = 0$ (caractéristique verticale), la tension U_s doit rester constante et égale à V_Z .

On a

$$I_Z = \frac{U_e - V_Z}{R_1} - I_S \quad (II.17)$$

La condition $I_Z \leq I_{Z \max}$ impose dans les conditions les plus défavorables ($U_e = U_{e \max}$, $I_S = 0$).

$$\frac{U_{e \max} - V_Z}{R_1} \leq I_{Z \max} \quad (II.18)$$

Soit

$$R_1 \geq \frac{U_{e \max} - V_Z}{I_{Z \max}} \quad (II.19)$$

La condition $I_Z \geq I_{Z \min}$ impose dans les conditions les plus défavorables ($U_e = U_{e \min}$, $I_S = I_{S \max}$).

$$\frac{U_{e \min} - V_Z}{R_1} \geq I_{Z \min} + I_{S \max} \quad (II.20)$$

Soit

$$R_1 \leq \frac{U_{e \min} - V_Z}{I_{Z \min} + I_{S \max}} \quad (II.21)$$

- **Qualité de la stabilisation**

On peut définir deux coefficients de stabilisation pour caractériser ce montage. En effet, la tension de sortie va varier lorsque la tension d'entrée et / ou la charge vont varier. On distingue deux coefficients

1. **Stabilisation amont**: ce coefficient est représentatif de la sensibilité du montage aux variations de la tension non régulée U_e . et ceci à charge constante ($I_S = cte$), c'est le rapport:

$$\alpha = \left[\frac{dU_S}{dU_e} \right]_{I_S = cte} \quad (II.22)$$

2. **Stabilisation aval**: ce coefficient est représentatif de la variation de la tension de sortie quand le courant dans la charge varie (R_2 , varie), et ceci à tension d'entrée constante ($U_e = cte$), C'est le rapport:

$$\beta = \left[\frac{dU_s}{dI_s} \right]_{U_e=cte} \quad (II.23)$$

V. Autres types de diodes

Il existe encore beaucoup d'autres variétés de diodes. Citons entres autres :

a) Les diodes Schottky :

À jonction métal / semi-conducteur : cette jonction hétérogène est caractérisée par l'absence de stockage des charges, elle est donc très rapide. Elle est très utilisée dans les circuits logiques rapides (TTL Schottky), son symbole est [4] :



b) Les diodes varicap :

Une diode varicap, aussi nommée varactor ou encore diode à *capacité variable* est un type de diode qui présente la particularité de se comporter comme un condensateur dont la valeur de la capacité varie avec la tension inverse appliquée à ses bornes. Cette diode peut être considérée comme un condensateur variable [4]. Ce type de diode est souvent utilisé dans des montages radio -fréquence (RF) mais aussi pour des applications à très hautes fréquences.

Caractéristiques électriques :

- tension : 12 à 32 V ;
- courant : 10 à 200 mA ;
- capacité variable : 8 à 600 pF. Son symbole est :



c) Les diodes stabistor :

Elles ont un fonctionnement et une utilisation semblable à celles des diodes Zener pour les très faibles tensions. Elles servent aussi à la polarisation des étages de sortie des amplificateurs en classe B [4].

Caractéristiques électriques :

- tension directe à 1 mA : 0,55 à 1,75 V ;

- courant direct : 0,2 à 2 A ;

- tension inverse : 5 à 40 V.

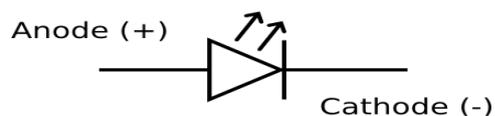
Son symbole est :



d) Les diodes électroluminescentes (LED) :

Une diode électroluminescente est un composant électronique capable d'émettre de la lumière lorsqu'il est parcouru par un courant électrique. Les DEL cumulent beaucoup d'avantages par rapport à d'autres solutions émettrices de lumières (lampe à incandescence, tube au néon, etc.) [1] :

- Une plus grande *durée de vie* (on cite souvent un ordre de grandeur de quelques dizaines de milliers d'heures);
- Une plus grande *intégration* (nombre de « composants au centimètre carré »);
- Un faible *dégagement de chaleur*;
- Une faible *consommation électrique* (ce qui rend les DEL économiques à l'usage);
- Une grande *vitesse de commutation* (en général $< 1\mu\text{s}$ pour passer de 10% à 90% de la luminosité). Sa représentation symbolique est :



Chapitre III : Transistor Bipolaire

I. Introduction

Les propriétés de la jonction PN exploitées pour la réalisation de composants considérant en un empilement de couches alternés de type N et P.

Le plus simple de ces composants est le transistor bipolaire qui ne comprend que trois couches NPN ou PNP du même cristal semi-conducteur, et qui correspond à la juxtaposition de deux jonctions PN, tête-bêche. [1,10]

Les trois couches forment trois régions appelées dans l'ordre (E), (B), (C) émetteur, base et collecteur.

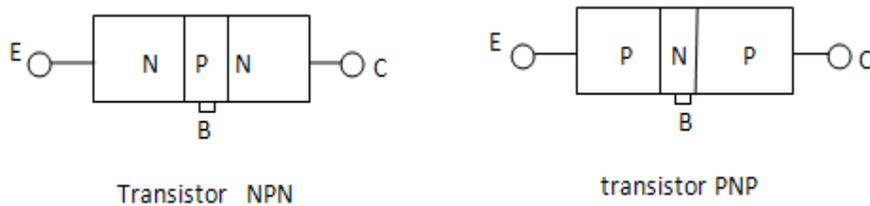


Figure III-1. Représentation schématique des deux types de transistors NPN et PNP [10]

II. Symbole et représentation électrique

- ✓ L'émetteur est repéré par une flèche.
- ✓ Le sens de la flèche correspond au sens passant de la jonction émetteur-base et indique si le transistor est de type NPN ou PNP.

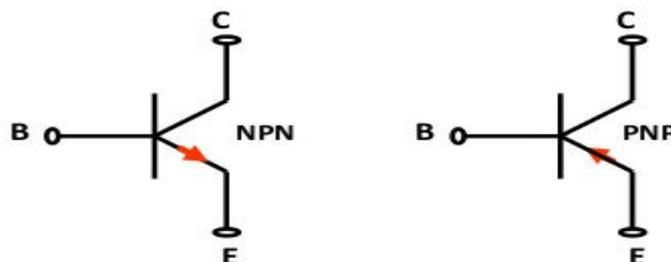


Figure III-2. Représentation électrique du transistor NPN et PNP [10]

III. Structure du transistor et calcul de l'épaisseur effective

Soit deux jonctions PN ayant en commun une région centrale de type P, la figure III-3 représente la coupe transversale de cette structure. Nous avons schématisé les différentes zones par des rectangles, chacun représentant une région. Les pointillés : les étalements des zones de charge d'espace des deux jonctions [1].

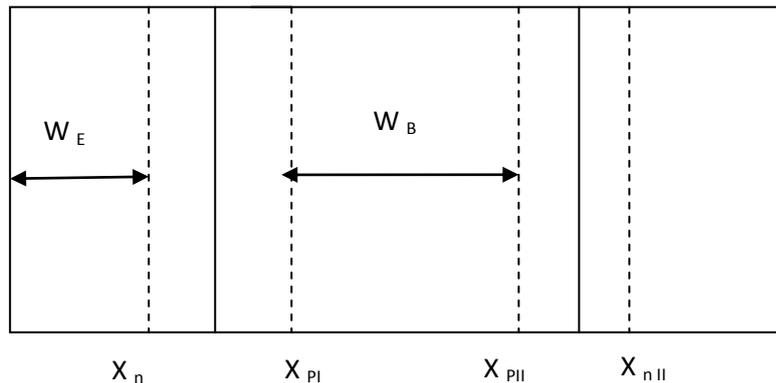


Figure III-3. la coupe transversale du transistor NPN [1]

Nous appelons épaisseur effective d'une zone, son épaisseur Technologique diminuée des épaisseurs de zone de charge d'espace s'il ya lieu. Le calcul des épaisseurs effectives est expliqué dans l'exemple qui suit.

➤ **Exemple :**

Soit une plaquette de "Si" dans laquelle est réalisée une structure N⁺PN (voir figure III .3), Selon les caractéristiques suivantes :

Zone I : épaisseur $w_I = 1 \mu m$; dopage $N_D^+ = 5.10^{20}/cm^3$

Zone II : épaisseur $w_{II} = 1 \mu m$; dopage $N_A = 4.10^{19}/cm^3$

Zone III : épaisseur $w_{III} = 2 \mu m$; dopage $N_D = 10^{15}/cm^3$

Nous allons évaluer les épaisseurs effectives des zones I (émetteur) et zone II (base).

Pour la première jonction ($N^+ P$):

- La tension de Diffusion est $V_{D1} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \left(\frac{5 \cdot 10^{20} \cdot 4 \cdot 10^{19}}{(1.5 \cdot 10^{10})^2} \right) = 1.194 \text{ v}$
- Les épaisseurs de zone de charge d'espace sont :

$$X_{nI} = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon \cdot N_A \cdot V_{D1}}{q \cdot N_D^+ (N_A + N_D^+)}} = 0.47 \cdot 10^{-3} \mu m$$

$$X_{pI} = \frac{N_D^+ \cdot X_{nI}}{N_A} = 5.93 \cdot 10^{-3} \mu m$$

La deuxième jonction est de type ($P^+ N$):

- La tension de Diffusion est $V_{D2} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \left(\frac{10^{15} \cdot 4 \cdot 10^{19}}{(1.5 \cdot 10^{10})^2} \right) = 0.853 \text{ v}$
- Les épaisseurs de zone de charge d'espace sont :

$$X_{nII} = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon \cdot N_A \cdot V_{D2}}{q \cdot N_D^+ (N_A + N_D^+)}} = 1.04 \cdot \mu m$$

$$X_{pII} = \frac{N_D^+ \cdot X_{nII}}{N_A} = 0.25 \cdot 10^{-4} \mu m$$

Donc l'épaisseur effective de la zone I est :

$$W_E = W_I - X_{nI} = 1 - 0.47 \cdot 10^{-3} = 0.99 \mu m$$

Et l'épaisseur effective de la zone II est :

$$W_B = W_{II} - X_{pI} - X_{pII} = 0.99 \mu m$$

Ces épaisseurs seront varier si on polarise les deux jonctions, et dans ce cas la le calcul doit être refait en remplaçant tout simplement V_D par $V_j = V_D - V$;

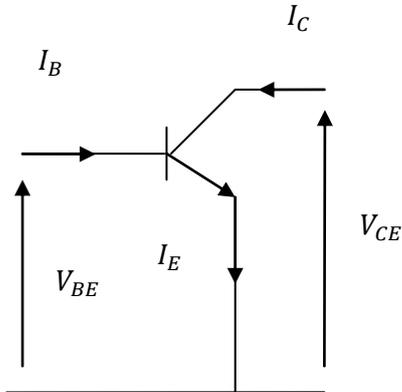
V étant la tension appliquée.

IV. Etude statique

IV.1. Montages d'un transistor bipolaire

Le transistor ayant trois broches, une des trois est mise en commun entre l'entrée et la sortie. On obtient donc, trois types de montages [10] :

1. Emetteur commun.
2. Base commune.
3. Collecteur commun.



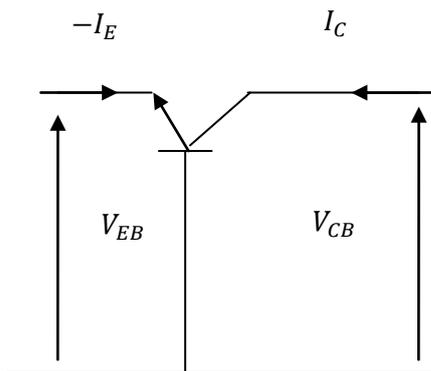
Montage EC :

Courant d'entrée : I_B

Courant de sortie : I_C

Tension d'entrée : V_{BE}

Tension de sortie : V_{CE}



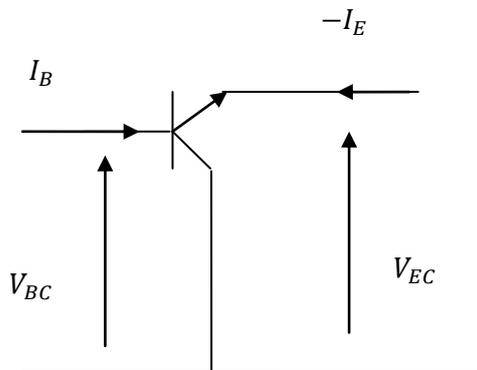
Montage BC :

Courant d'entrée :- I_E

Courant de sortie : I_C

Tension d'entrée : V_{EB}

Tension de sortie : V_{CB}



Montage CC :

Courant d'entrée :- I_B

Courant de sortie : - I_E

Tension d'entrée : V_{BC}

Tension de sortie : V_{EC}

Figure

III-4. Les trois types de montages d'un transistor bipolaire

IV.2. Réseau des caractéristiques

Les caractéristiques statiques d'un transistor forment un ensemble de courbes représentant la relation qui existe entre les tensions et les courants d'un transistor (I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}).

A partir de ce réseau, on peut déterminer [1,11,12] :

- Les régions de fonctionnement d'un transistor qui sont :
La région active, la région de saturation, la région de blocage.
- Le point de polarisation ou point de fonctionnement ($I_{B0}, I_{C0}, V_{BE0}, V_{CE0}$).

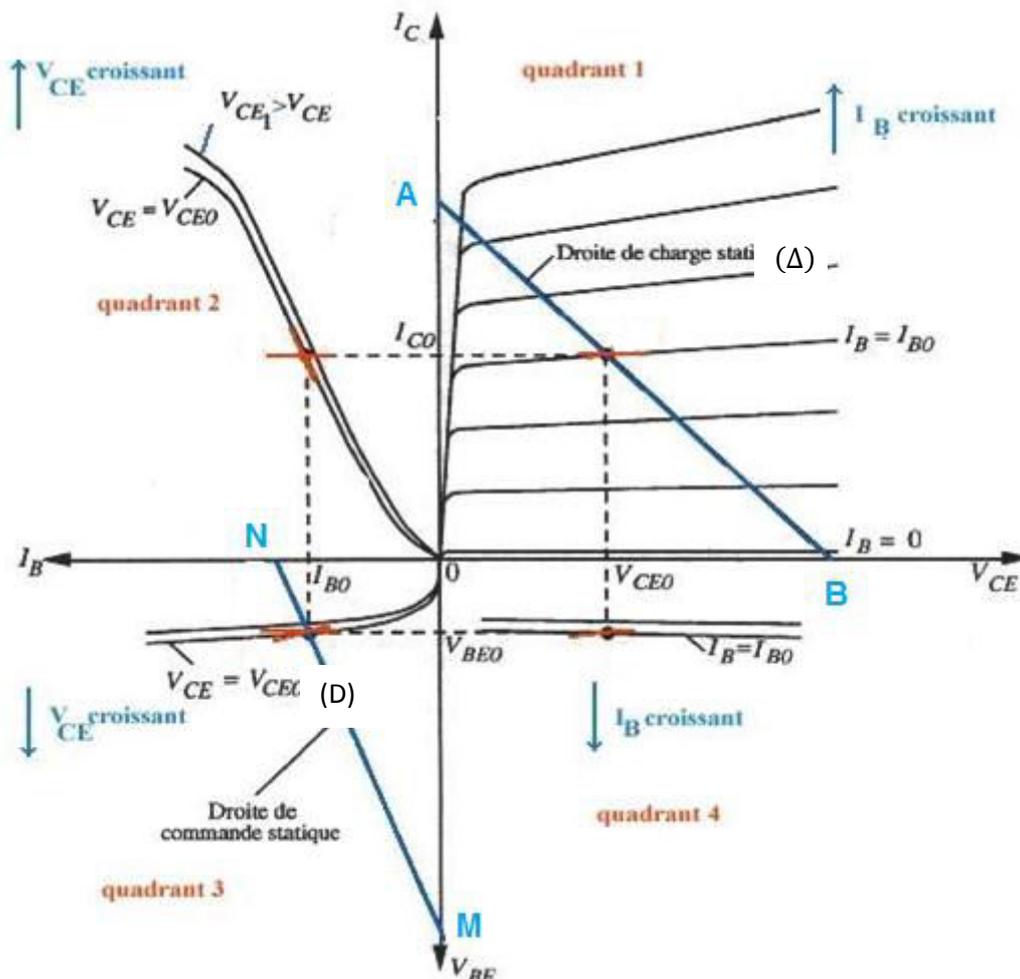


Figure III-5. Réseau de caractéristiques d'un transistor bipolaire [11]

Nous étudierons les caractéristiques statiques du montage émetteur commun.

Soit le circuit de polarisation suivant :

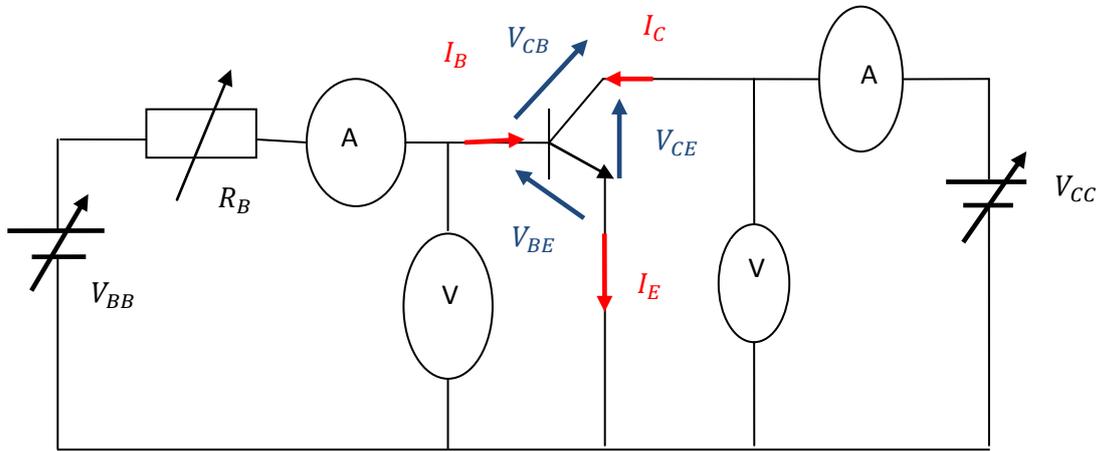


Figure III-6. Montage de polarisation du transistor bipolaire [10]

1. Courbe d'entrée : $I_B = f(V_{BE})$ avec $V_{CE} = \text{constant}$

La source de tension variable V_{CC} maintient V_{CE} constante alors que V_{BB} fait varier V_{BE} et I_B .

2. Réseau de transfert : $I_C = f(I_B)$ avec $V_{CE} = \text{constante}$

La source de tension variable V_{CC} maintient V_{CE} constante alors que V_{BB} fait varier I_C et I_B . Les caractéristiques passant par 0, sont rectilignes et presque confondues, le courant I_C est pratiquement proportionnel à I_B : $I_C = \beta I_B$.

3. Réseau de sortie : $I_C = f(V_{CE})$ avec $I_B = \text{constante}$

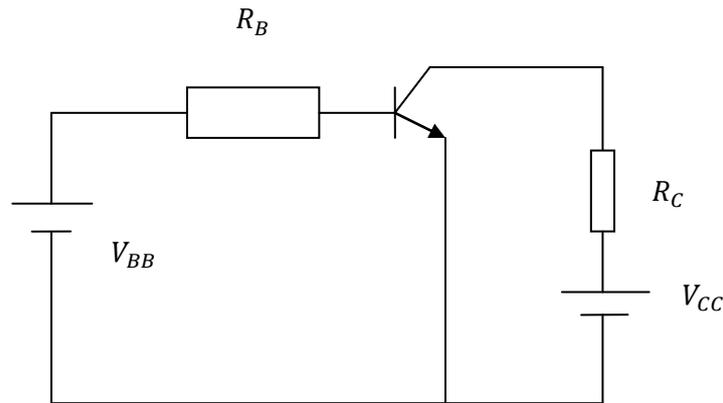
La source de tension variable V_{BB} maintient I_B constant alors que V_{CC} fait varier I_C et V_{CE} .

IV.3. Droite d'attaque ou de commande et droite de charge statique

1. Droite d'attaque :(commande)

La droite d'attaque est celle dont l'équation relie le courant d'entrée à la tension d'entrée [1].

Soit le circuit suivant :



La loi des mailles appliquée à l'entrée donne : $V_{BB} - V_{BE} = R_B I_B$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_B}$$

Cette relation est l'équation d'une droite (Δ), dite droite d'attaque statique.

Les points d'intersection avec :

- Axe des tensions : M

$$I_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BB}$$

- Axe des courants : N

$$V_{BE} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B}$$

Les coordonnées d'intersection de la droite (Δ) et de la caractéristique sont I_{B0} et V_{BE0} .

2. Droite de charge :

Est celle dont l'équation relie le courant de sortie à la tension de sortie [1].

La loi des mailles au circuit de sortie :

$$V_{CC} - V_{CE} = R_C \cdot I_C$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}$$

Cette relation est l'équation d'une droite (D) dite droite de charge statique.

Les points d'intersections avec :

- Axe des tensions : B

$$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

- Axe des courants : A

$$V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Les coordonnées du point d'intersection de la droite (D) et de la caractéristique du réseau de sortie sont I_{C0} et V_{CE0} (point de fonctionnement).

IV.4. Transistor bipolaire dans les circuits

Souvent le point de fonctionnement du transistor doit être placé dans la zone linéaire de ses caractéristiques.

Cela peut être fait en principe par deux sources de tension extérieures, mais en réalité, la polarisation du transistor s'effectue par une seule source de tension en combinaison avec quelques résistances. Deux exemples de circuits de polarisation souvent étudiés sont représentés à la figure III.07.(a) et III.07. (c).

1. Polarisation par pont résistif et résistance en série avec l'émetteur :

Soit le circuit suivant ou la polarisation de la base du transistor est assurée par le pont de résistances R_1 , R_2 et celle du collecteur par les résistances R_C en série avec le collecteur et R_E en série avec l'émetteur [1,10, 11].

Ce circuit peut être transformé par le théorème de Thévenin et on obtient le schéma simplifié ci contre :

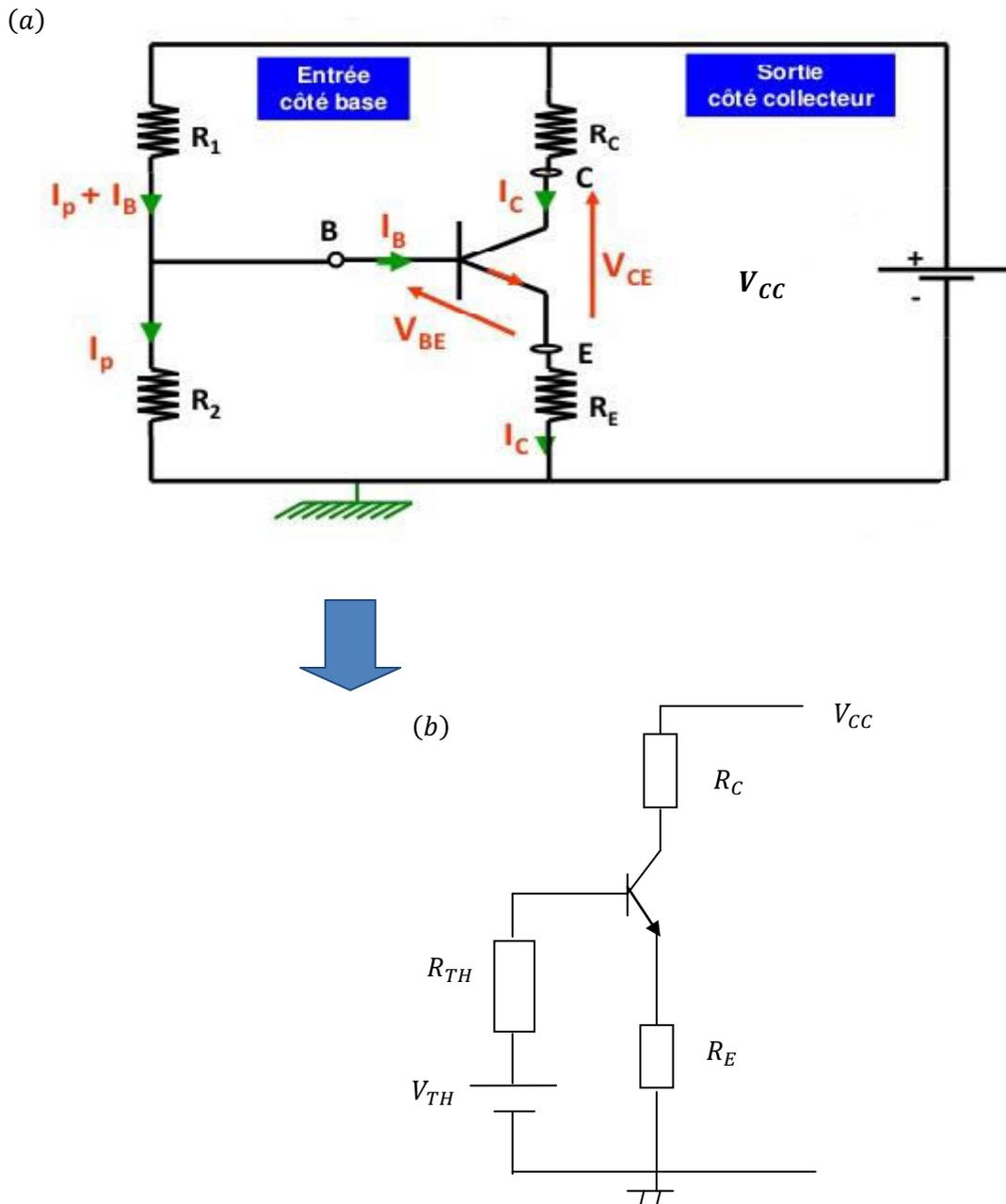


Figure III-07. Polarisation par pont résistifs et résistance d'émetteur (a) et transformation par Thévenin (b) [11]

$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \text{ et } V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

2. Polarisation par pont de Base :

Pour le montage à résistance de Base de la figure III-07.(c) [1,10, 11]

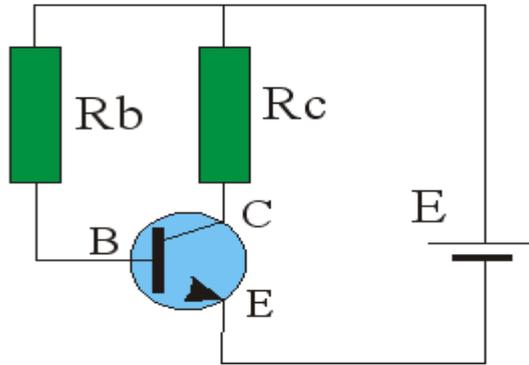


Figure III-07. (c). Polarisation par résistance de Base [11]

On peut écrire les équations des mailles d'entrée et de sortie :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b}, V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

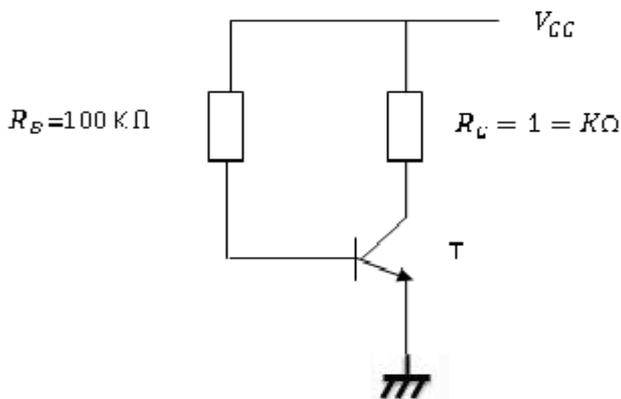
$$I_C = \beta \cdot I_B = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b}.$$

3. Exemples de Calcul du circuit de Polarisation :

Exemple .A :

Soit le circuit de la figure suivante, ou T est un transistor au silicium. $\beta = 50, V_{BE} = 0.6 v$.

On cherche à déterminer I_C et V_{CE}



✓ Calcul de I_C :

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE}$$

$$V_{CC} = R_B \cdot I_B + V_{BE}$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{10 - 0.6}{100} = 9.4 \cdot 10^{-2} \text{mA}$$

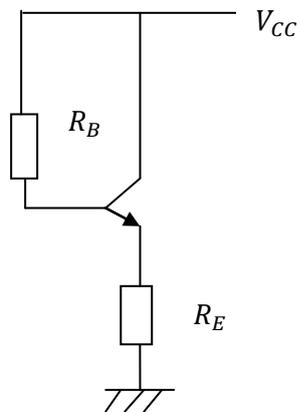
$$I_C = \beta \cdot I_B = 50 \cdot 9.4 \cdot 10^{-2} = 4.7 \text{mA}$$

✓ Calcul de V_{CE} :

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10 - 1.4 \cdot 4.7 = 5.3 \text{V}$$

Exemple B :

Soit le montage donné dans la figure suivante :



$$V_{CE} = 10 \text{V}, \quad V_{BE} = 0.5 \text{V}, \quad I_C = 5 \text{mA}, \quad \beta = 100$$

Sachant que le point de fonctionnement est au milieu de la droite de charge statique.

Calculer V_{CC} , R_B et R_E .

$$V_{CE} = 10 \text{V} \Rightarrow V_{CC} = 20 \text{V}$$

$$R_E \cdot I_E = V_{CC} - V_{CE} = 10 \text{V} \Rightarrow R_E = \frac{10}{I_E}$$

$$I_E = I_C + I_B = \beta \cdot I_B + I_B = (\beta + 1) \cdot I_B \approx \beta \cdot I_B \approx I_C$$

$$R_E = \frac{10}{5} = 2K\Omega$$

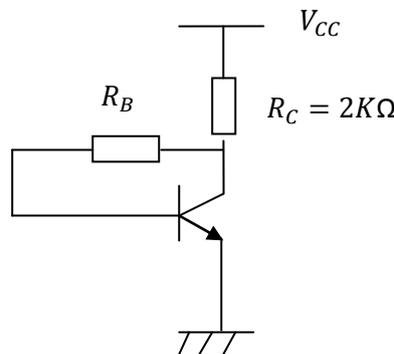
$$V_{CC} = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E \Rightarrow R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E \cdot I_E}{I_C} \cdot \beta \Rightarrow R_B = \frac{20 - 0.5 - 10}{5} \cdot 100 = 190K\Omega$$

Exemple C :

Soit le circuit suivant : $V_{CC} = 10v$, $V_{BE} = 0.3v$, $\beta = 50$, $R_C = 2K\Omega$

On choisit le point de fonctionnement au milieu De la droite de charge.

Calculer I_B et R_B .



$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = 5v$$

$$I_C = \beta \cdot I_B \approx I_E = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{10 - 5}{2} = 2.5mA$$

$$\Rightarrow I_B = 0.050mA = 50\mu m$$

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + R_B \cdot I_B + V_{BE} \Rightarrow R_B = \frac{V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{BE}}{I_B} = 94K\Omega$$

V. Le transistor en régime dynamique

En entend par caractéristiques dynamiques l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie, le gain en courant et le gain en tension. Nous allons dans cette partie calculer ces paramètres pour chacun des trois montages EC, BC, CC. Pour cela, nous allons utiliser les paramètres hybrides et supposer que le transistor est un quadripôle, comme cela est indiqué dans la figure III-8 [12].

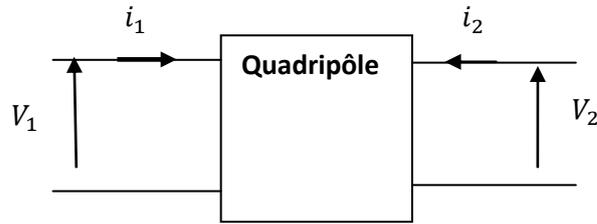


Figure III-8. Quadripôle hybride [10]

Avec :

$$\begin{cases} V_1 = h_{11}i_1 + h_{12}V_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$

Ces relations conduisent au schéma équivalent suivant :

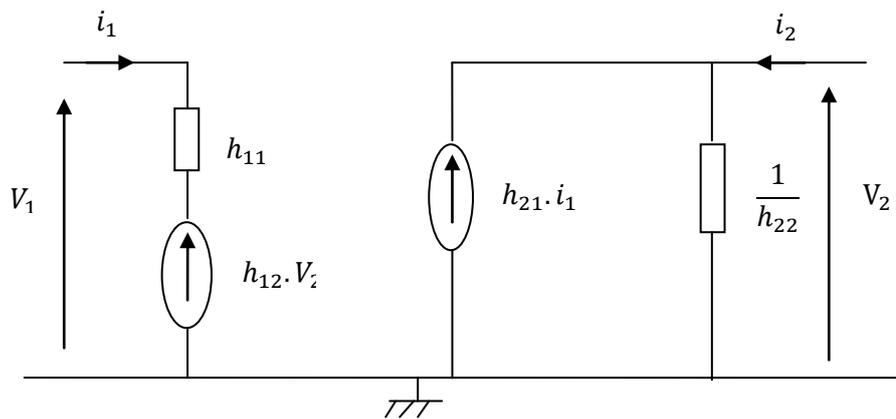


Figure III-9. Schéma équivalent d'un transistor en régime dynamique

Dans le cas du transistor monté en émetteur commun, le système d'équation s'écrit :

$$\begin{cases} V_{be} = h_{11}i_b + h_{12}V_{ce} \\ i_2 = h_{21}i_b + h_{22}V_{ce} \end{cases}$$

❖ Signification des paramètres :<< h >> :

$h_{21} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_{V_{ce}=cte} = \beta$, c'est le gain en courant et qui est la pente de la caractéristique $i_c = \beta \cdot i_b$.

$h_{22} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta V_{ce}} \right|_{i_b = cte}$, les caractéristiques $i_c = f(V_{ce})$ sont bien horizontales, alors $h_{22} = 0$. Ainsi, plus h_{22} est faible, meilleur est le transistor. En réalité h_{22} est de l'ordre de $10^{-5} \Omega^{-1}$. On a donc $\frac{1}{h_{22}}$ qui est très élevé. On pourra donc considérer que $\frac{1}{h_{22}}$ est infini.

$h_{11} = \left. \frac{\Delta V_{be}}{\Delta i_b} \right|_{V_{ce} = cte}$, c'est la résistance d'entrée qui est la pente de la caractéristique $V_{be} = f(i_b)$.

Or $i_b = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{U_T}\right)$ d'ou

$$\frac{\partial i_b}{\partial V_{be}} = \frac{1}{U_T} \cdot I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{be}}{U_T}\right) \Rightarrow h_{11} = \frac{U_T}{i_b} = \frac{U_T}{i_c} \cdot \beta$$

h_{11} est de l'ordre de kilo Ohm [KΩ].

$h_{12} = \left. \frac{\Delta V_{be}}{\Delta V_{ce}} \right|_{i_b = cte}$, c'est la pente de la caractéristique $V_{be} = f(V_{ce})$, $h_{12} \approx 0$ car les droites sont pratiquement horizontales. Plus h_{12} est faible, meilleur est le transistor. En générale, h_{12} est de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-5} . On pourra donc considérer que h_{12} est nul. Donc, le schéma équivalent du transistor que nous utiliserons sera donc :

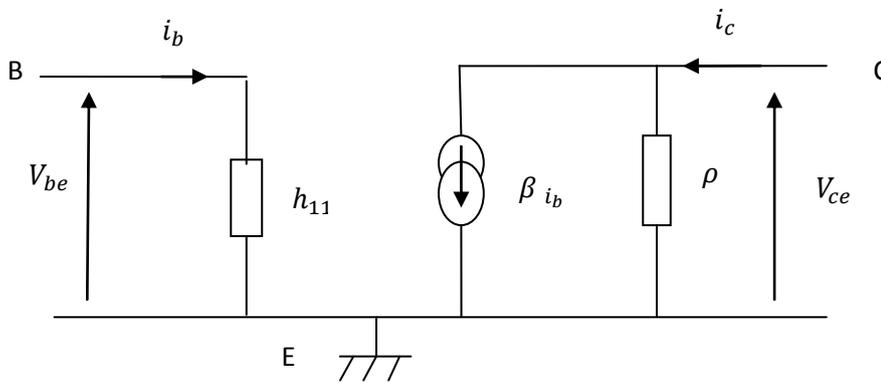


Figure III-10. Schéma équivalent du transistor bipolaire

VI. Amplification à transistor Bipolaire

1. Montage à émetteur commun :

En associant à ce schéma équivalent (figure. III-10) un générateur d'entrée et une charge en sortie, nous obtenons le schéma équivalent de l'amplificateur et par conséquent, on peut calculer ces différents paramètres.

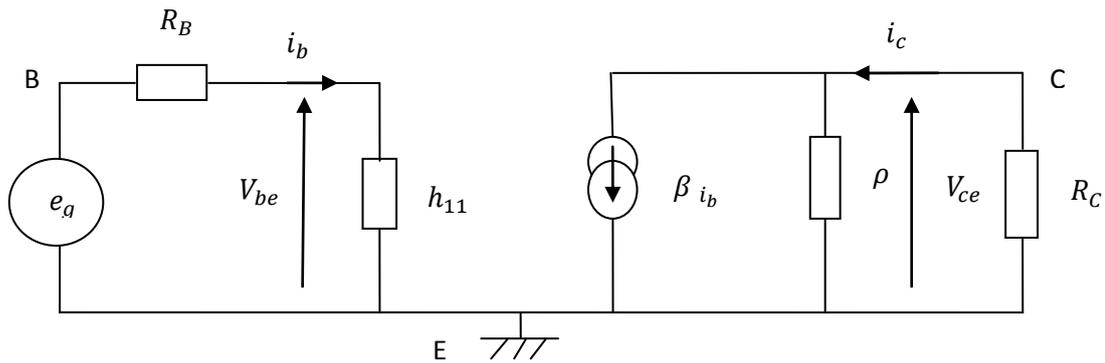


Figure III-11. Schéma équivalent de l'amplificateur

1. 1. Gain en courant : $G_I = \frac{i_c}{i_b}$

Qui est obtenue à partir des formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{ce} = -R_c \cdot i_c \\ V_{ce} = -\beta \cdot i_b \cdot \left(\frac{\rho \cdot R_c}{\rho + R_c} \right) \end{cases}$$

En égalant les deux équations, on obtient :

$$\frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta \cdot \rho}{\rho + R_c}$$

Généralement, la résistance de sortie du transistor à une valeur assez élevée et que : $\rho \gg R_c$, la formule du gain peut alors se simplifier et on écrit :

$$G_I = \beta$$

1.2. Gain en tension :

Ce gain est donné par :

$$G_V = \frac{V_{ce}}{V_{be}}$$

avec: $\begin{cases} V_{ce} = -R_c \cdot i_c \\ V_{be} = r \cdot i_b \end{cases} \Rightarrow G_V = \frac{-R_c \cdot i_c}{r \cdot i_b} = -\beta \cdot \frac{R_c}{r}$

Le signe (-) indique l'existence d'un déphasage de π entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

1.3. L'impédance d'entrée :

Par définition, l'impédance d'entrée est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée. Dans notre cas elle est égale à :

$$R_e = \frac{V_{be}}{i_b} = \frac{r \cdot i_b}{i_b} \Rightarrow R_e = r$$

1.4. L'impédance de sortie :

L'impédance de sortie est calculée comme suit :

$$R_s = \frac{V_{ce}}{i_c} = -\frac{\beta \cdot i_b \cdot \left(\frac{\rho \cdot R_c}{\rho + R_c}\right)}{i_c}, \rho \gg R_c$$

$$R_s = -R_c$$

R_s est de l'ordre du kilo Ohm [K Ω], l'impédance de sortie du montage peut donc être relativement élevée.

2. Montage à Base commune :

Pour pouvoir calculer les paramètres dynamiques du montage base commune, nous devons transformer le schéma équivalent donné précédemment. Le schéma équivalent dynamique du montage BC est donné par la figure III-12.

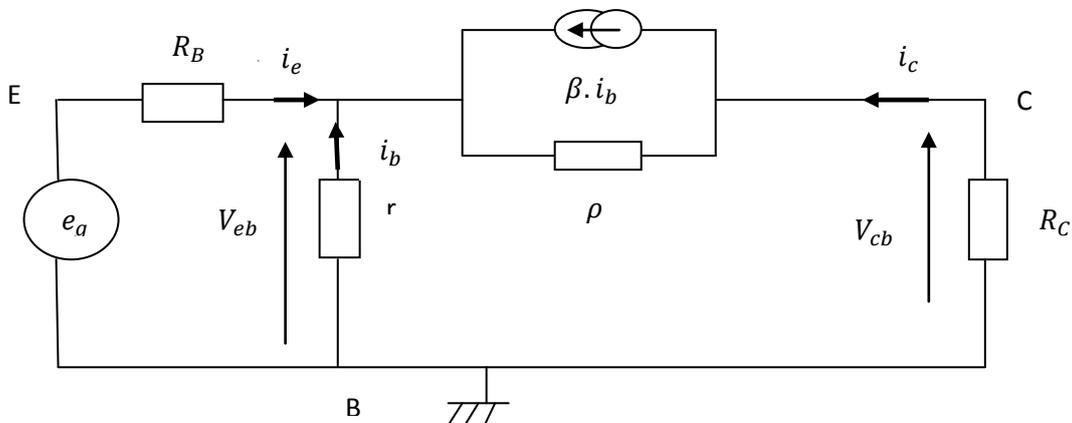


Figure III-12. Schéma équivalent du montage Base commune

$$\text{Avec : } \begin{cases} i_1 = i_e \text{ et } i_2 = i_c \\ V_1 = V_{eb} \\ V_2 = V_{cb} \end{cases},$$

Pour ce montage et du fait de la grande valeur de la résistance de sortie ρ , cette dernière sera négligée sauf pour le calcul de la résistance de sortie de l'étage.

2.1. Gain en courant :

Le gain en courant est donné par :

$$G_I = \frac{i_2}{i_1}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} i_1 = i_e = -(\beta + 1) \cdot i_b \\ i_2 = i_c = \beta \cdot i_b \end{cases} \Rightarrow G_I = -\frac{\beta}{\beta + 1}$$

2.2. Gain en tension :

Qui est obtenue à partir des formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{cb} = V_2 = -R_c \cdot i_c \\ V_{eb} = V_1 = -r \cdot i_b \end{cases} \Rightarrow G_V = \frac{R_c}{r} \cdot \beta$$

2.3. L'impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée est donnée par :

$$R_e = \frac{V_1}{i_1}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_1 = V_{eb} = -r \cdot i_b \\ i_1 = -(\beta + 1) \cdot i_b \end{cases} \Rightarrow R_e = r / ((\beta + 1)) \quad , \quad \beta \geq 1 \Rightarrow R_e = \frac{r}{\beta}$$

3. Montage à Collecteur commun :

Le schéma équivalent est donné par la figure III-13.

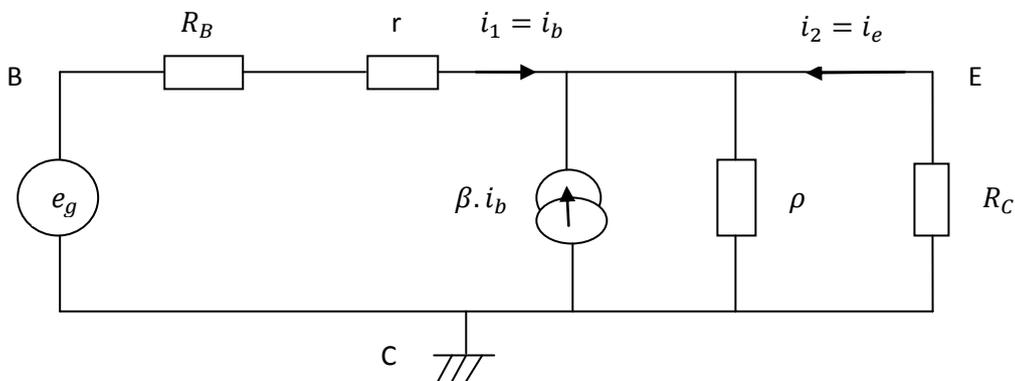


Figure III-13. schéma équivalent du montage collecteur commun

$$\text{Avec : } \begin{cases} i_1 = i_b, i_2 = i_e \\ V_1 = V_{cb} \\ V_2 = V_{ec} \end{cases}$$

3.1. Gain en courant :

Le gain en courant est calculé à partir les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_1 = i_b \\ i_2 = -(\beta + 1).i_b \end{cases} \Rightarrow G_I = -(\beta + 1) \approx -\beta$$

3.2. Gain en tension :

Ce gain est donné par:

$$G_V = \frac{V_2}{V_1}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_2 = (\beta + 1).(\rho \parallel R_c).i_b \\ V_1 = r.i_b + (\beta + 1).(\rho \parallel R_c).i_b \end{cases} \Rightarrow G_V = \frac{(\beta+1).(\rho \parallel R_c)}{r+(\beta+1).(\rho \parallel R_c)}$$

3.3. Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée est égale:

$$R_e = \frac{V_1}{i_1} = r + (\beta + 1).(\rho \parallel R_c)$$

VII. Association d'étages Amplificateurs

Les amplificateurs à un transistor, ne présentent pas toutes les propriétés requises d'un bon amplificateur. Pour avoir des performances convenable, une chaîne d'étage amplificateurs est représentée de la manière suivante [12,13] :

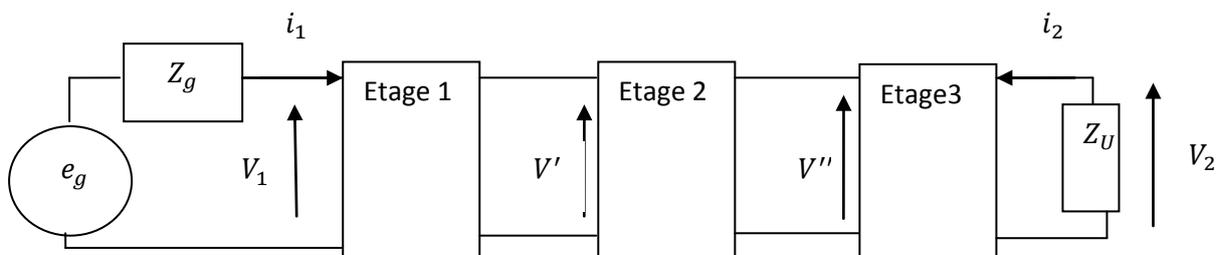


Figure III-14. Schéma synoptique

➤ **Exemple :** amplificateur à deux étages

Soit le montage amplificateur suivant :

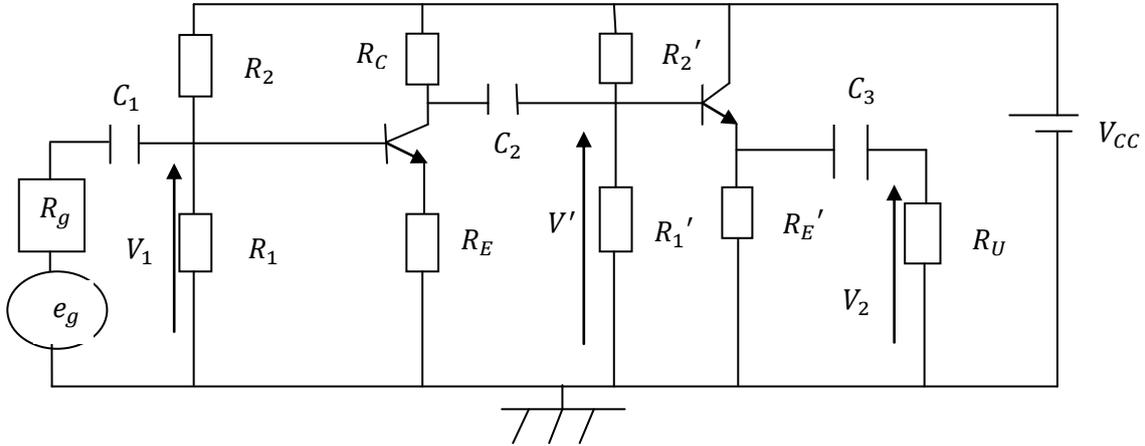


Figure III-15. Montage amplificateur à deux étages

Remarque :

1. En régime statique, les condensateurs de couplage et de découplage sont remplacés par des circuits ouverts. On éteint les générateurs de tension variable.
2. En régime dynamique, on réduit les sources continues à zéro et on remplace les condensateurs par des courts circuits.

Donc, le schéma équivalent en dynamique est : le premier transistor EC suiveur, le deuxième est CC.

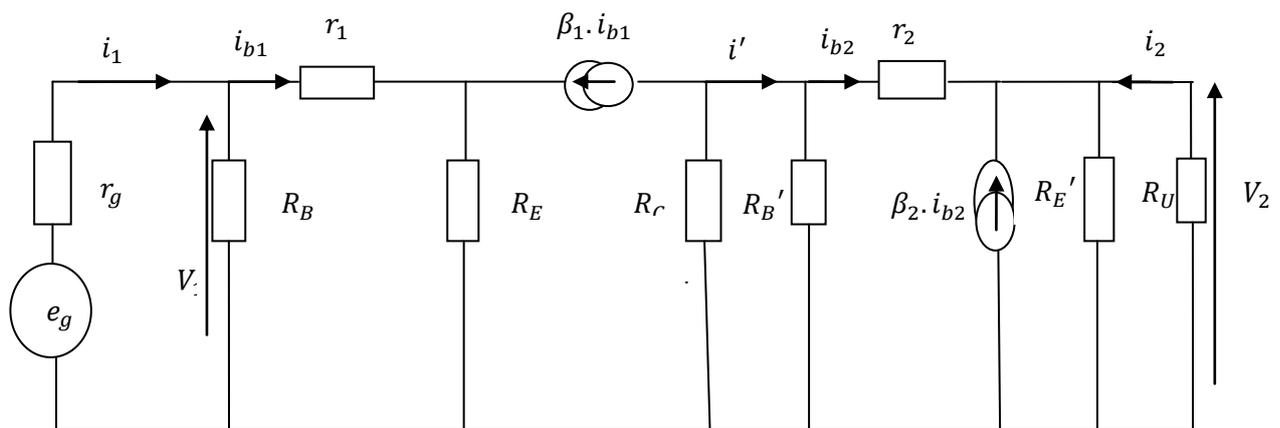


Figure III-16. Schéma équivalent en dynamique du montage

Avec : $R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$, $R_B' = \frac{R_1' \cdot R_2'}{R_1' + R_2'}$, $R = \frac{R_E' \cdot R_U}{R_E' + R_U}$

Chapitre IV : Transistor à effet de champ

Le transistor à effet de champ est un dispositif à courant contrôlé par une tension. On distingue deux grandes familles de transistors:

1. Transistor à effet de champ à jonction : JFET
2. Transistor à effet de champ à grille isolée par une couche d'isolant : MOSFET

I. Transistor à effet de champ à jonction JFET**I.1. Introduction**

Le transistor à effet de champ est un substrat de type N (ou de type P). Sur les deux faces supérieur et inférieur de ce barreau à été diffusé un dopant de type P (ou de type N)[12] .

La zone séparant ces deux plaques est appelée canal. Aux extrémités de ce canal sont soudées deux connections l'une appelée la source 'S' et l'autre le drain 'D'. La connexion des deux faces supérieur et inférieur soudée à la zone P constitue la porte ou la grille 'G' [14,15].

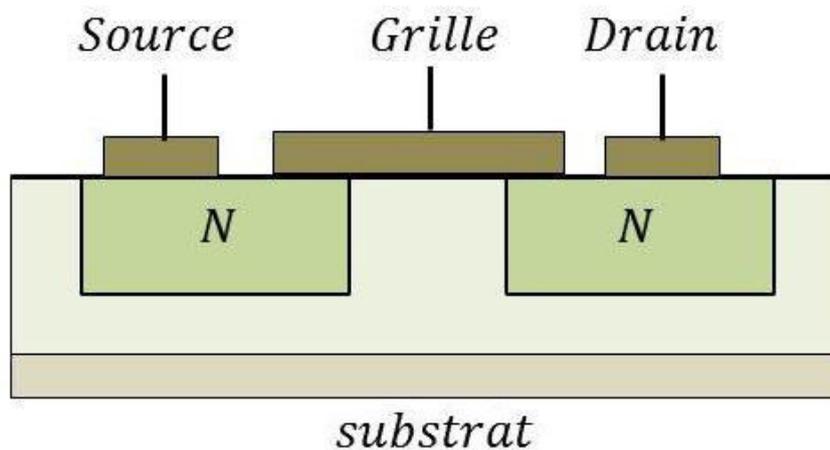


Figure IV-1. Représentation schématique d'un JFET[13]

I.2. Les symboles

Les symboles des transistors JFET à canal N et P sont donnés ci-dessous.

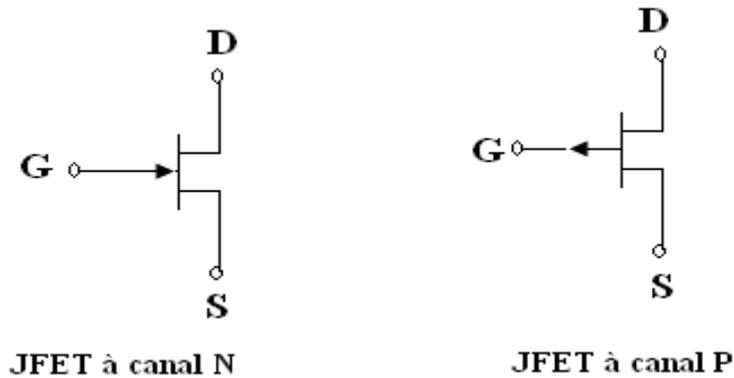


Figure IV-2. Représentation symbolique d'un JFET [13]

I.3. Polarisation d'un TEC

Pour cette étude, on utilisera le TEC à canal N

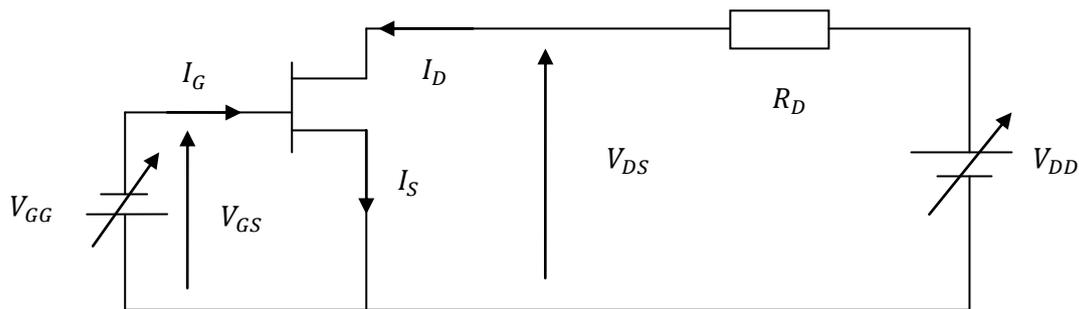


Figure IV-3. Montage de polarisation

1. Circuit d'entrée : ou de commandes polarisées par un générateur de tension continue V_{GG} réglable qui permet d'appliquer la tension V_{GS} entre la grille et la source. V_{GS} est négative, $I_G = 0$
2. Circuit de sortie : polarisé par un générateur de tension réglable V_{DD} qui polarise positivement le drain par rapport à la source et qui fournit le courant I_D .

Donc, les grandeurs variables du transistor sont :

- ✓ Les courants : I_D, I_G, I_S .
- ✓ Les tensions : V_{GS}, V_{DS}, V_{DG} .

Puisque le transistor à trois électrodes, il ya donc trois montages possibles :
Source commune, drain commun et grille commune.

I.4. Réseaux des caractéristiques

Le montage de polarisation (figure IV-3.) Permet de déterminer les réseaux de caractéristiques.

1. Réseau de transfert :

C'est l'ensemble des courbes $I_D(V_{GS})$, tracées pour diverses valeurs constantes de V_{DS} . Ces courbes ont une allure parabolique de la forme :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

I_{DSS} courant de saturation à $V_{GS} = 0$.

V_P est la tension de pincement à $I_D = 0$ (les deux couches de déplétions se touchent et le courant du drain s'annule).

2. Réseau de sortie :

C'est l'ensemble des caractéristiques $I_D(V_{DS})$ tracées pour différentes valeurs constantes de V_{GS} .

La figure. IV-4 définit les quatre zones de travail d'un JFET ;

- La zone ohmique (EN: linear region): Lorsque V_{DS} est très petite, le JFET fonctionne comme une résistance contrôlée, le courant est donné par la relation suivante :

$$I_D = \frac{2 I_{DSS}}{(V_P)^2} V_{DS} \left(V_{GS} - V_P - \frac{V_{DS}}{2} \right) \quad (\text{IV-2})$$

- La zone de blocage (EN: channel off region): Lorsque la tension V_{GS} est suffisamment négative, le canal est fermé et le courant $I_D = 0$. Le JFET est alors similaire à un circuit ouvert.

- La zone active ou de saturation (EN: active or saturation region): Le JFET agit comme une source de courant contrôlée par la tension de grille. La tension drain-source V_{DS} a peu ou pas d'effet dans cette zone, régie par l'équation suivante :

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{(V_P)^2} (V_{GS} - V_P)^2 \quad (IV-3)$$

- La zone de claquage (EN: breakdown region): La tension V_{DS} entre le drain et la source est suffisamment haute pour créer un claquage du canal résistif. Le courant I_D augmente alors de manière incontrôlée. Cette région n'est pas indiquée sur la figure. IV-4. Elle se situerait sur la partie droite.

De la même manière, on peut définir la caractéristique de transfert du transistor JFET sur la même figure.

- Le courant de drain I_D est égal à zéro ($I_D = 0$) lorsque $V_{GS} = V_P$. Il croît jusqu'à un courant maximum I_{DSS} lorsque $V_{GS} = 0$. Lorsque le transistor est dans la zone de saturation (ou zone active), la caractéristique de transfert complète peut être calculée à l'aide de l'équation (IV-1).

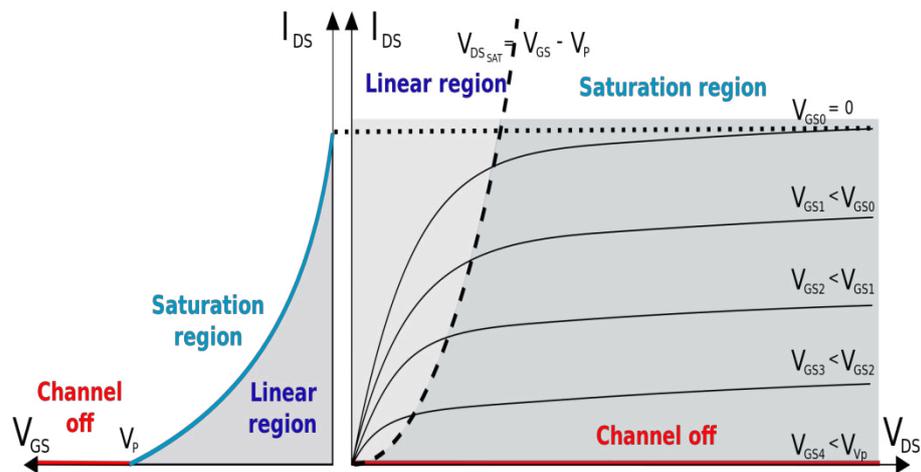


Figure IV-4. Caractéristiques de transfert et de sortie d'un TEC[13]

- Droite de charge statique :

En appliquant la loi des mailles au circuit de sortie, on a

$$V_{DD} - V_{DS} = R_D \cdot I_D \Rightarrow I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D} \quad (IV-4)$$

C'est l'équation de la droite, dite de charge.

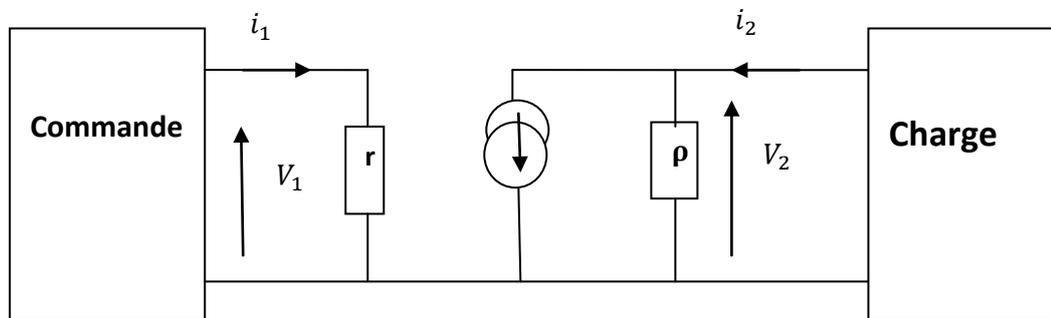
La droite coupe les axes en deux points A et B :

Axe des courants : $V_{DS} = 0 \Rightarrow I_D = \frac{V_{DD}}{R_D} \Rightarrow A \left(0, \frac{V_{DD}}{R_D} \right)$

Axe des tensions : $I_D = 0 \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} \Rightarrow B(V_{DD}, 0)$

I.5. Modèle équivalent en dynamique du TEC

Si on modélise le TEC selon un quadripôle avec ses paramètres hybrides, on a :



$$V_1 = V_{GS} = r i_1 \text{ et } i_1 = i_G = 0 .$$

Par similitude au transistor bipolaire, la source de courant $S V_{GS}$ correspond à βi_b .

Le modèle électrique du Tec pour les petits signaux est représenté par la figure suivante :

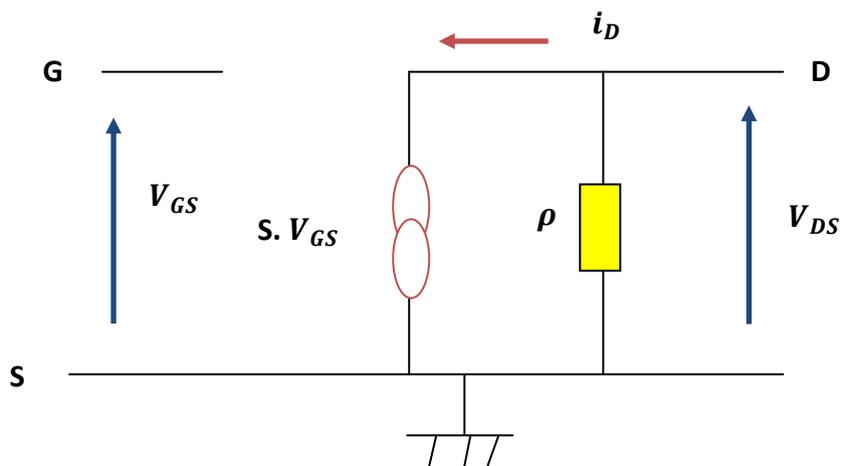


Figure IV-5. Schéma équivalent en dynamique du TEC [13]

I.6. Différents types de montages

De la même manière que le transistor bipolaire, le JFET peut être utilisé dans un étage d'amplification. [12-15]

1. Montage à source commune

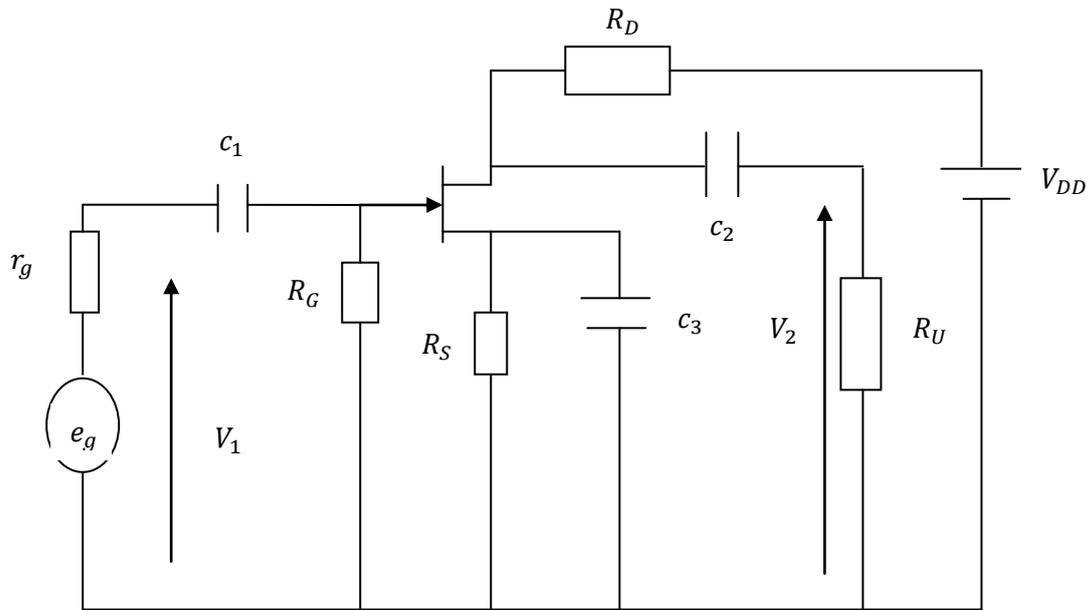
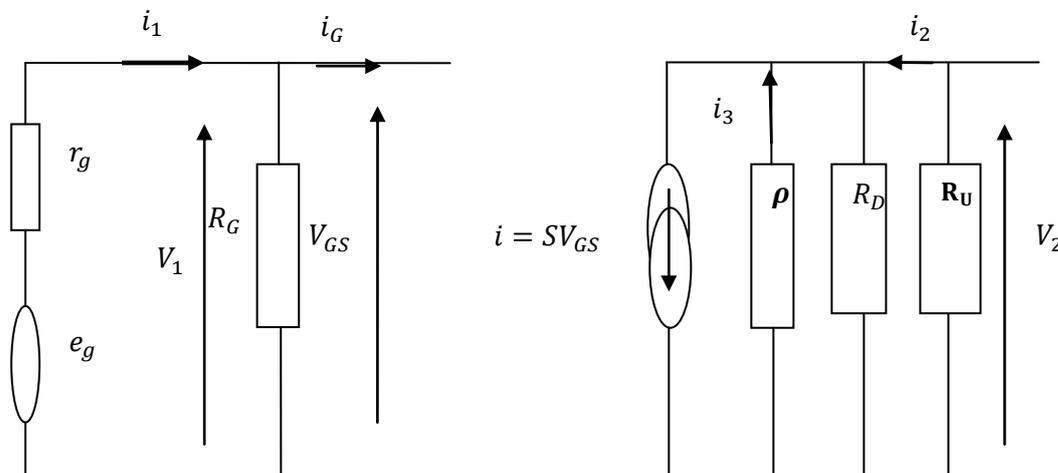


Figure IV-6. Montage à source commune

Les condensateurs sont des courts circuits pour l'alternatifs.

Donc le schéma équivalent en dynamique est :



Les équations de fonctionnement sont:

$$V_2 = -R S V_{GS}$$

$$V_1 = R_G i_1$$

$$V_1 = V_{GS}$$

$$\text{Avec } R = \frac{R_D R_U \rho}{R_D R_U + R_D \rho + \rho R_U}$$

$$\text{Amplification en tension : } A_V = \frac{V_2}{V_1} = -R.S$$

$$\text{Impédance d'entrée : } z_e = \frac{V_1}{i_1} = R_G$$

L'impédance d'entrée est très grande (ordre du MΩ)

2. Montage à drain commun :

Soit le montage suivant à drain commun

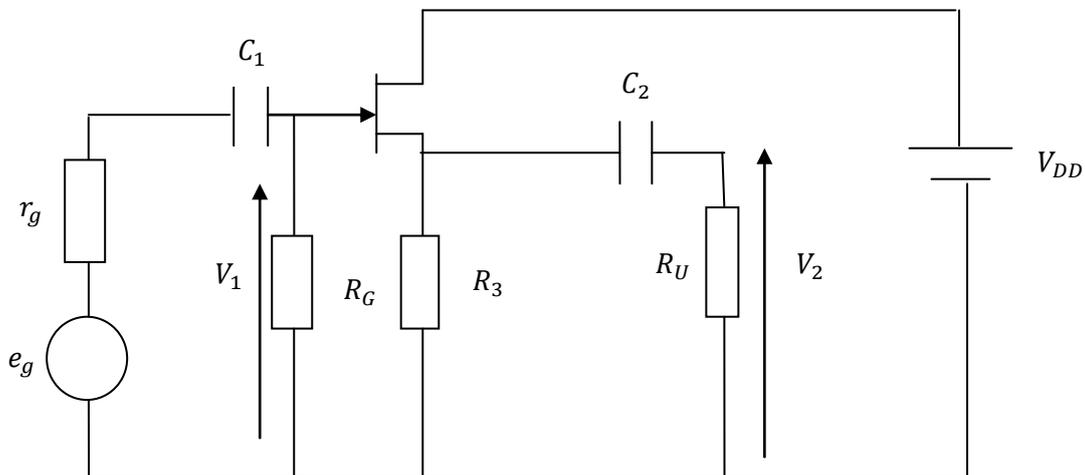
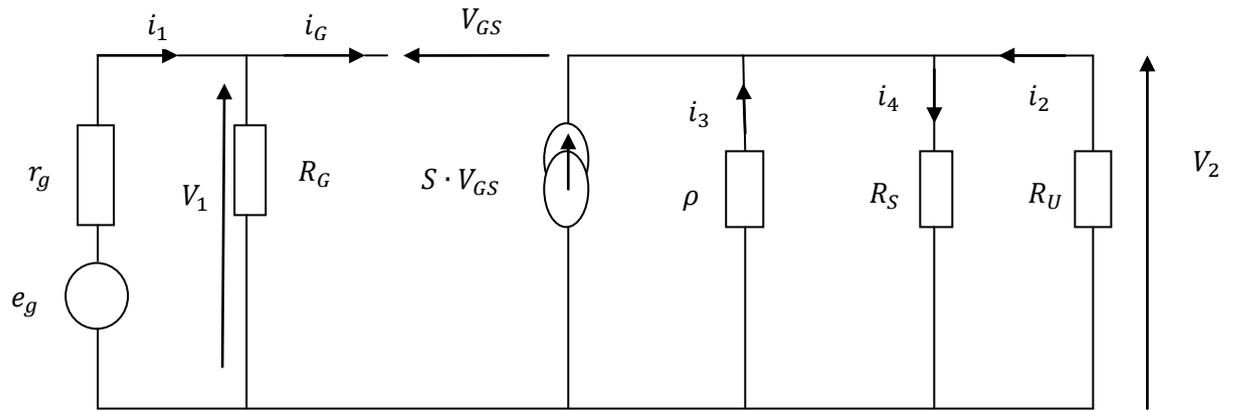


Figure IV-7. Montage à drain commun

Le schéma équivalent en alternatif est :



Les équations de fonctionnement :

$$V_2 = R \cdot S \cdot V_{GS}$$

avec $R = \frac{R_S \cdot R_U \cdot \rho}{R_S \cdot R_U + R_S \cdot \rho + R_U \cdot \rho}$

$$V_1 = R_G \cdot i_1$$

$$V_1 - V_2 - V_{GS} = 0$$

✓ Amplification en tension :

$$A_v = \frac{V_2}{V_1}$$

$$V_1 - V_2 - \frac{V_2}{R_S} = 0 \Rightarrow V_1 = V_2 \left(\frac{1 + R_S}{R_S} \right)$$

$$A_v = \frac{R \cdot S}{1 + R \cdot S}$$

✓ L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_1}{i_1}$$

$$Z_e = R_G$$

✓ L'impédance de sortie :

$$Z_S = \left. \frac{V_2}{i_2} \right]_{e_g=0}$$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= R_S \cdot i_4 \\
 V_2 &= -\rho \cdot i_3 \\
 V_2 + V_{GS} &= 0 \\
 i_2 + i_3 + S \cdot V_{GS} &= i_4 \\
 \frac{V_2}{R_S} + \frac{V_2}{\rho} + S \cdot V_2 &= i_2 \\
 \Rightarrow Z_S &= \frac{R_S \cdot \rho}{R_S + \rho + S \cdot R_S \cdot \rho}
 \end{aligned}$$

L'impédance de sortie est petite.

3. Montage à grille commune :

Soit le montage suivant à grille commune :

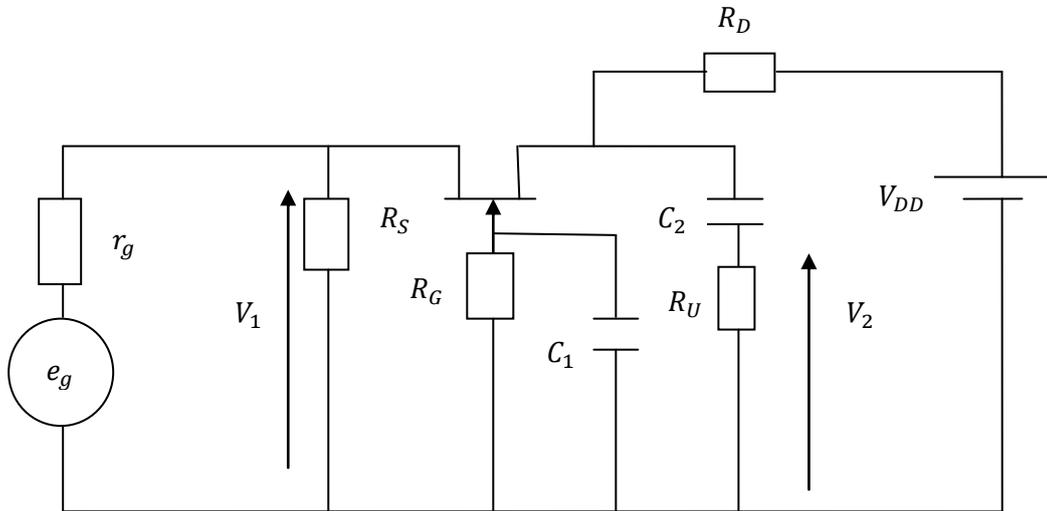
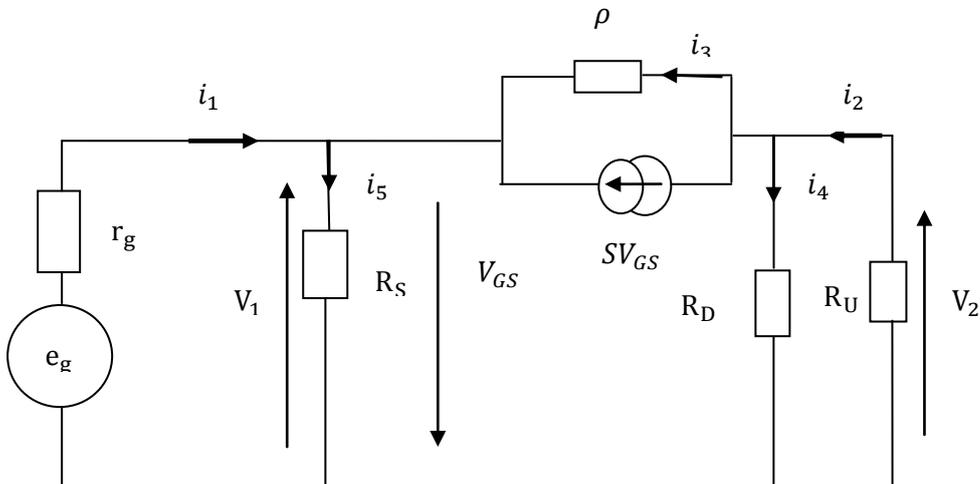


Figure IV-8. Montage à grille commune

Le schéma équivalent en alternatif est :



Les équations de fonctionnement :

$$V_2 = -R(i_3 + S \cdot V_{GS})$$

$$R = \frac{R_D \cdot R_U}{R_D + R_U}$$

$$V_1 = R \cdot S \cdot i_5$$

$$V_1 = -V_{GS}$$

$$V_1 - V_2 = -\rho \cdot i_3$$

✓ Amplification en tension :

$$A_v = \frac{V_2}{V_1}$$

$$V_2 = -R \cdot i_3 - R_S V_{GS} = -R \left(\frac{V_2 - V_1}{\rho} \right) + R \cdot S \cdot V_1$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{R(1 + S \cdot \rho)}{\rho + R}$$

✓ L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_1}{i_1}$$

$$V_1 = R_S(i_1 + i_3 + S \cdot V_{GS}) \Rightarrow \frac{V_1}{R_S} = i_1 + \frac{A_v \cdot V_1 - V_1}{\rho} - S V_1$$

$$Z_e = \frac{\rho \cdot R_S}{\rho + R_S + S \cdot \rho \cdot R_S - A_v \cdot R_S}$$

✓ L'impédance de sortie :

$$R_S = \left. \frac{V_2}{i_2} \right|_{e_g=0}$$

$$Z_S = R_D$$

II. Transistor à effet de champ à grille isolée MOSFET

II.1. Introduction

Un transistor MOS (Métal- Oxyde-semi-conducteur) est un transistor de type à effet de champ. La différence avec le JFET consiste en l'absence d'une jonction entre la grille et le canal, en effet une couche de Métal+Oxyde isole la Grille du canal.

Il existe deux types de MOS. Ceux dont le canal est à appauvrissement et ceux dont le canal est à enrichissement sous l'effet de la tension V_{GS} [15].

- Les transistors à déplétion ou appauvrissement (EN: depletion) : Ces transistors nécessitent une tension grille-source V_{GS} afin de bloquer le transistor. Ils sont équivalents à un interrupteur normalement fermé (EN: Normally closed).
- Les transistors à enrichissement (EN: enhancement): Ces transistors nécessitent une tension grille-source V_{GS} afin d'enclencher le transistor. Ils sont équivalents à un interrupteur normalement ouvert (EN: Normally open).

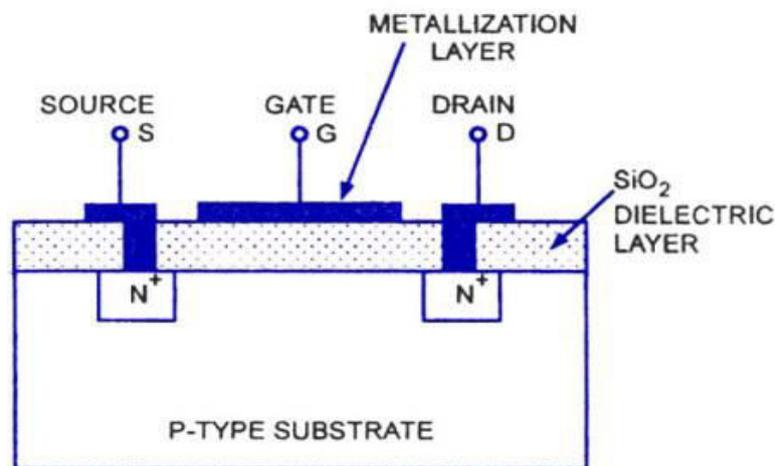


Figure IV-9. Schéma descriptif d'un MOSFET [15]

II.2. Symboles du transistor MOS

Les symboles des deux configurations de MOSFET sont donnés ci-dessous:

- Les quatre symboles des MOSFET ci-dessus montrent une électrode supplémentaire appelée substrat. Celle-ci n'est pas utilisée comme entrée ou sortie, mais pour fixer le potentiel du substrat. Cette électrode est souvent omise dans le symbole.

- La ligne qui relie le drain à la source symbolise le canal. Si la ligne est continue alors il s'agit d'un transistor à « déplétion » (normalement conducteur) et si la ligne est discontinue il s'agit d'un transistor MOSFET à enrichissement (normalement bloqué). La direction de la flèche indique s'il s'agit d'un dispositif à canal p ou à canal n.

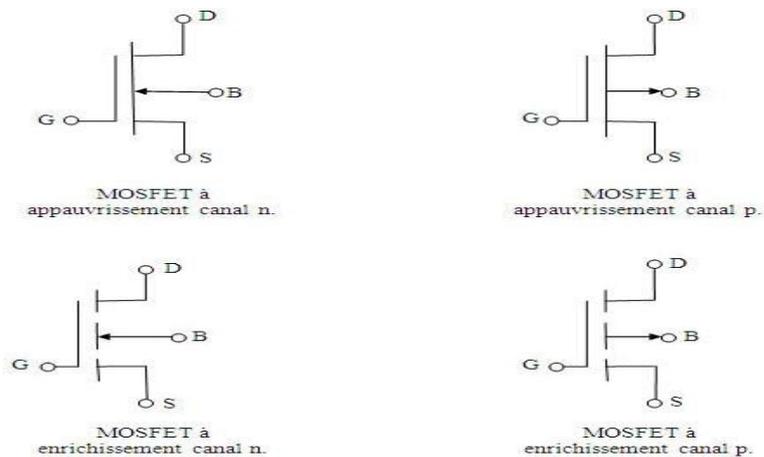


Figure IV-10. Les quatre types du MOSFET [14]

II.3. Principe de fonctionnement du MOSFET

Contrairement au transistor bipolaire transistor, le transistor MOSFET fait appel à un seul type de porteur de charge (c'est donc un composant unipolaire). Le principe de base repose sur l'effet du champ électrique appliqué sur la structure métal-oxyde-semi conducteur c'est-à-dire l'électrode de grille, l'isolant (dioxyde de silicium) et la couche semi conductrice appelée substrat [1,14] ; généralement en micro-électronique la couche métallique est remplacée par du silicium poly cristallin.

Lorsque la différence de potentiel entre la grille et le substrat est nulle il ne se passe rien. Au fur et à mesure de l'augmentation de cette différence de potentiel les charges libres dans le semi conducteur sont repoussées de la jonction semi-conducteur/oxyde, créant tout d'abord une zone dite de « déplétion », puis lorsque la différence de potentiel est suffisamment grande il apparaît une zone « d'inversion ». Cette zone d'inversion est donc une zone où le type de porteurs de charges est opposé à celui du reste du substrat, créant ainsi un « canal » de conduction [15].

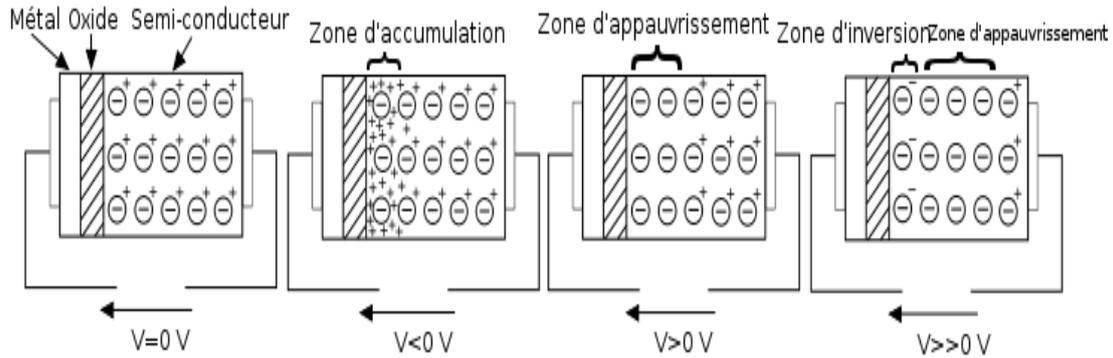


Figure IV.11. Schéma synoptique présentant le fonctionnement du MOSFET

II.4. Modélisation du MOSFET

- Tension de seuil :

La tension de seuil est définie comme étant la tension V_{GS} entre la grille et la source pour laquelle la zone d'inversion apparaît, c'est-à-dire la création du canal de conduction entre le drain et la source. Cette tension se note V_{TH} , TH étant l'abréviation de *threshold* en anglais (seuil). Lorsque la tension grille-source V_{GS} est inférieure à la tension de seuil V_{TH} , on dit que le transistor est bloqué, il ne conduit pas. Dans le cas contraire, on dit qu'il est passant, il conduit le courant entre le drain et la source.

- Zone linéaire :

Pour de faibles valeurs de V_{DS} , la caractéristique du MOSFET est linéaire et ce dernier peut être modélisé comme une résistance dont la valeur R_{DS} vaut :

$$R_{DS} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{2.K.(V_{GS}-V_{TH})} \quad (IV.5)$$

Où K est le paramètre de transconductance en $[A/V^2]$ qui va dépendre de la technologie et de la géométrie utilisée. On remarquera R_{DS} peut être contrôlée par la tension V_{GS} .

Si on augmente encore la tension V_{DS} , le courant I_D devient ensuite quadratique suivant l'équation:

$$I_{DS} = 2.K.V_{DS} \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{1}{2}V_{DS} \right) \quad (IV.6)$$

- Zone de saturation :

On peut vérifier que le courant est maximum lorsque:

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 0 \quad (IV.7)$$

C'est à dire que:

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 2 \cdot K \cdot (V_{GS} - V_{TH}) - 2 \cdot K \cdot V_{DS} = 0$$

Ou :

$$V_{DS} = (V_{GS} - V_{TH}) = V_{DS\ sat} \tag{IV.8}$$

Il s'agit de la tension de saturation. Pour des tensions plus hautes que $V_{DS\ sat}$ le canal est pincé et le courant est alors saturé à la valeur $I_{D\ sat}$

En remplaçant $V_{D\ sat}$ dans I_D on trouve alors le courant de saturation $I_{D\ sat}$

$$I_{D\ sat} = K(V_{GS} - V_{TH})^2 \tag{IV.9}$$

Dans cette zone, le courant est indépendant de la tension V_{DS}

II.5. Caractéristiques des différents types de MOS

La figure ci-dessous donne un résumé des caractéristiques des 4 types du MOSFET.

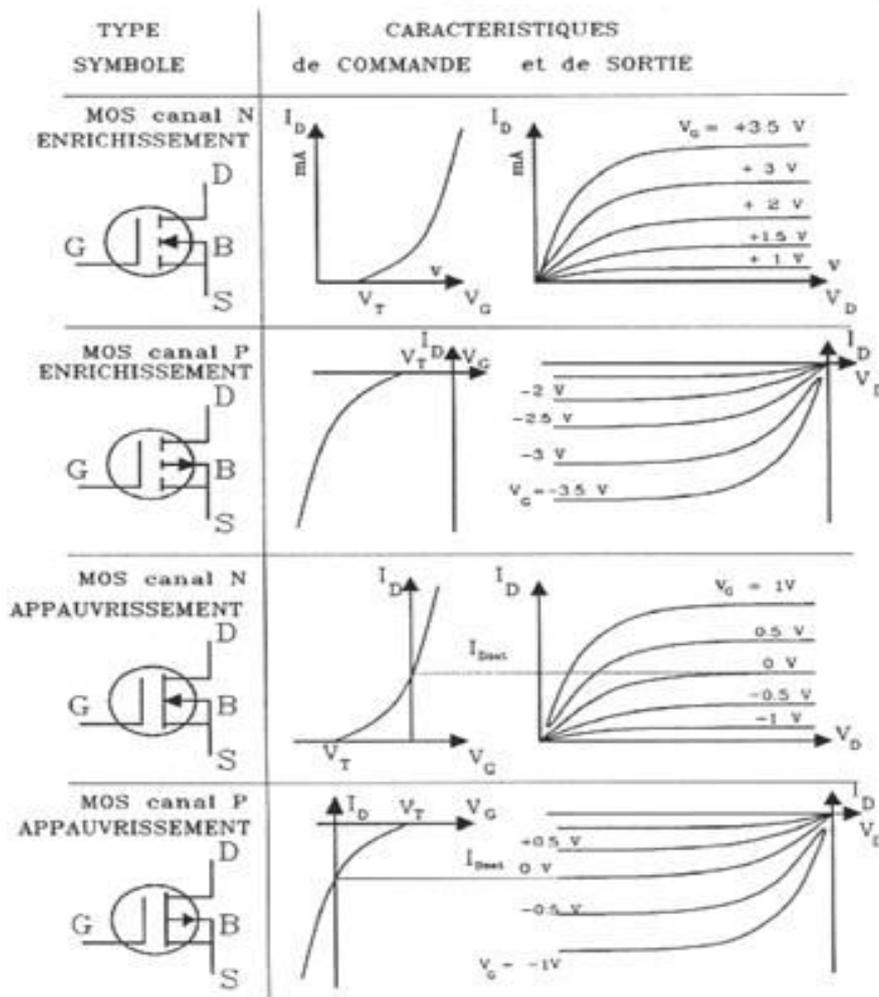


Figure IV-12. Caractéristiques des différents types de transistor MOS [14]

Bibliographie

- [1] F. Hobar, *Cours d'électronique : Dispositifs électroniques et application, tome 1. Edition : Université Mentouri-Constantine, (2003).*
- [2] R.Houdré, *chapitre 05 :jonction PN :Dispositifs Electroniques et optiques à semiconducteurs. Edition : Science et Génie des matériaux, (2006-2007).*
- [3] L. Lasane : *physique et technologie des Composants de puissance. Edition: Université de Bordeaux, département E.E.A, (2003).*
- [4] A. Khouas, *cours circuits électroniques ELE 2302 : chapitre 02 : Diodes- applications. Edition : Département de Génie électrique, l'école polytechnique de Montréal. (2005).*
- [5] P. Letenneur : *les alimentations électriques. Edition : STS Granville. (2003- 2004).*
- [6] G. Almouzni, *cours : Electronique analogique. Edition : EISTI, (2011-2012).*
- [7] S.W.Fardo, D.R.Patrick: *Electricity and Electronics Fundamentals. 2^{ème} Edition, (2008).*
- [8] P. Maye : *l'électronique par l'expérience. 2^{ème} Edition, Dunod, Paris,(2000).*
- [9] H. Chelbi, *cours électronique générale : chapitre 03 : Diodes spéciales. Edition, ISET Nabeul, (www.technologiepro.com/cours-electronique/chapitre-3-diodes-speciales.pdf).*
- [10] E.Peuch, *cours et TD électronique, module E4 : chapitre03 : transistor bipolaire et amplification en tension. Edition : Université de Versailles-Saint Quentin en Yvelines, Réseaux et Télécommunications,(2007).*
- [11] C. Chevassu : *Musculation du signal : Amplificateur à transistors Bipolaires. Edition, Ecole Nationale Supérieure Maritime,(2012).*
- [12] A. Benayad, D. Guendouz, *Cours et exercices résolus : Electronique Générale. 3^{ème} Edition : Office des Publications Universitaires.1, Place Centrale de Ben Aknoun, Alger,(2011).*
- [13] T.Neffati, *Cours et exercices corrigés : Introduction à l'électronique Analogique. Edition : Dunod, Paris, (2008).*
- [14] H. Mathieu, H. Fanet : *Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques. 6^{ème} édition, Donod, Paris, (2009).*
- [15] F. Schwierz, J. Juin Lion: *Modern Microwave Transistors: theory, design and performances. Edition: Jhon Wiley, New York, (2003).*

Travaux Dirigés**TD.01 : Jonction PN****Exercice 01 :**

On considère une jonction PN abrupte au silicium à 300K, à l'équilibre thermodynamique avec :

$$N_A = 10^{18} \text{cm}^{-3}, N_D = 2.6 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}, n_i^2 = 2.6 \times 10^{20} \text{cm}^{-3}, V_T = 26 \text{meV} \text{ et } \epsilon_0 \epsilon_r = 10^{-12} \text{F/cm}.$$

1. Calculer la concentration de porteurs minoritaires dans chacune des zones.
2. Calculer la tension de diffusion de la jonction.
3. Calculer l'extension de la zone de charge d'espace en faisant les approximations habituelles. Que vaut l'extension du coté P ?
4. Calculer la valeur maximale du champ électrique à la jonction métallurgique.

Exercice 02 :

On considère une jonction PN abrupte au silicium à 300K dont les dopages sont uniformes, avec :

$$N_A = 5.10^{16} \text{cm}^{-3}, N_D = 5 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}, n_i^2 = 2.5 \times 10^{20} \text{cm}^{-3}, V_T = 26 \text{meV} \text{ et } \epsilon_0 \epsilon_r = 10^{-12} \text{F/cm}.$$

Les mobilités des porteurs dans la zone de charge d'espace sont : $\mu_n = \frac{1200 \text{cm}^2}{\text{V}} \cdot \text{s}$ et $\mu_p = \frac{200 \text{cm}^2}{\text{V}} \cdot \text{s}$.

1. Calculer la tension de diffusion de la jonction et la largeur de la zone de charge d'espace à l'équilibre thermodynamique.
2. En polarisant cette jonction en direct par une tension 540 mV, Calculer les concentrations en limites de la zone de charge d'espace.
3. En polarisant cette jonction en inverse par une tension 3 V, Calculer les concentrations en limites de la zone de charge d'espace. Conclusion.

Exercice 03 :

Pour une jonction PN au Si dopée avec : $N_A = 10^{18} / \text{cm}^3, N_D = 10^{16} / \text{cm}^3, n_i = 1.5.10^{10} / \text{cm}^3$.

- Calculer la tension de diffusion V_D .

Si la capacité de jonction pour polarisation nulle est $C_{j0} = 2 \text{pF}$.

- Calculer la capacité de jonction pour une polarisation inverse de 10V.

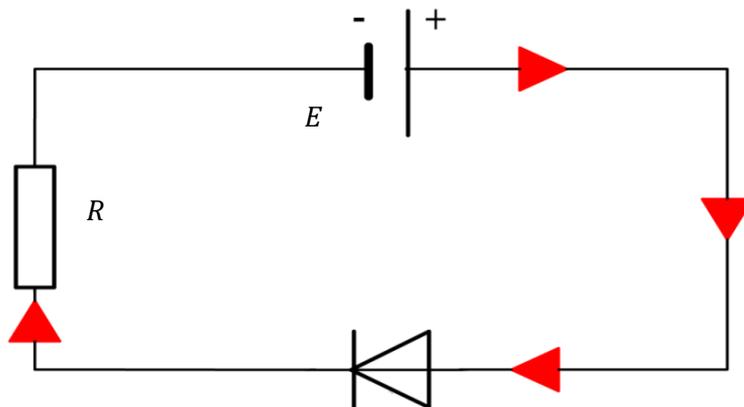
TD.02 : Diodes dans les circuits

Exercice 01 :

Un relevé expérimental sur une diode au Silicium a donné le tableau suivant :

$V_d(v)$	0.58	0.6	0.7	0.75
$I_d(A)$	0.6	1	3	4

1. Tracer la caractéristique de cette diode
2. Quelle est la valeur de la résistance dynamique r_d pour $0.6 \leq I(A) \leq 3$?
3. Déterminer la tension de seuil V_d
4. Donner le schéma équivalent électrique de cette diode dans le sens passant
5. Sachant que la puissance maximale dissipée est $P_{max} = 3W$, calculer V_{max} et I_{max}
6. Supposons à présent que cette diode soit insérée dans le circuit ci contre($R=0.325 \Omega$). Déterminer la valeur de E pour que la droite de charge passe par le point $M(0v, 4A)$, en déduire le point de fonctionnement P après avoir tracé la droite de charge.



Exercice 02 :

On fait une approximation de la caractéristique d'une diode par la courbe

donnée à la figure 2. (a). Cette diode est utilisée dans le circuit de la figure 2. (b).

1. Tracer la droite de charge du circuit et déterminer le point de fonctionnement de la diode.

On donne $R = 50\Omega$ et $E = 12 V$.

2. Comment varie la droite de charge si la tension E varie d'une quantité égale à $\pm 2 V$? En déduire la résistance dynamique au point de repos choisi.

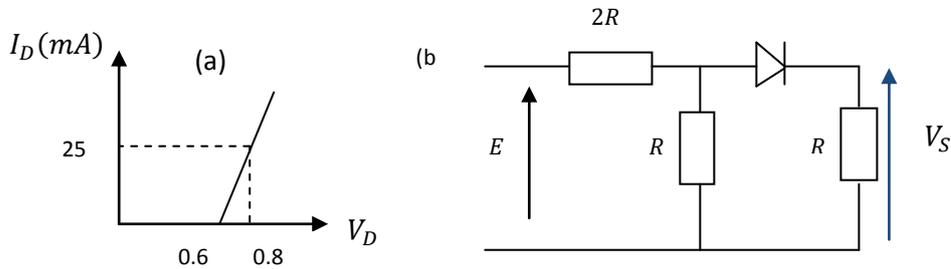
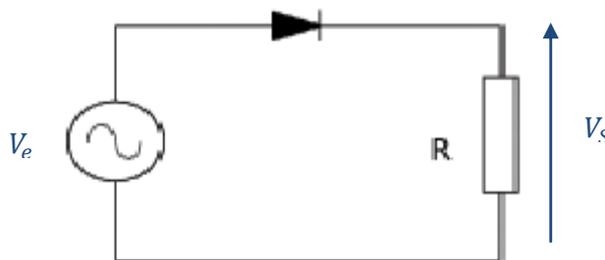


Figure 2. Caractéristique de la diode(a) et circuit utilisé(b)

Exercice 03 :

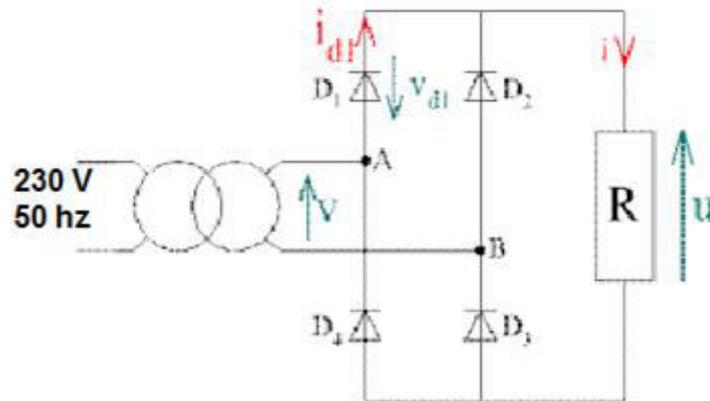
Considérons le montage suivant ou la diode est au Silicium $V_d = 0.7v$ et $r_d = 0 \Omega$, la tension d'entrée $V_e(t)$ est sinusoïdale de valeur $20 v$ (crête à crête) et de période $2 m s$.

Représenter la tension d'entrée $V_e(t)$, de sortie $V_S(t)$, et déterminer la valeur du courant maximale ($R = 10K\Omega$).



Exercice 04 :

Le montage redresseur ci-dessous est alimenté par le secondaire d'un transformateur qui fournit une tension sinusoïdale V :



Les diodes sont supposés parfaites.

1. Calculer la période, la valeur efficace et la valeur maximale de cette tension.

Donnée : le rapport de transformation du transformateur est de 0,21.

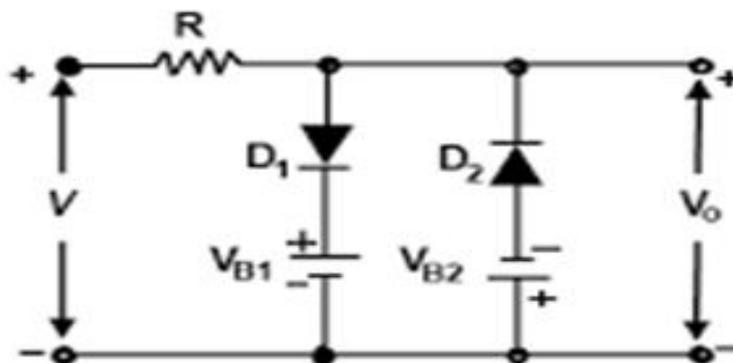
2. La charge est une résistance $R = 17 \Omega$.

Représenter en concordance de temps la tension aux bornes de la charge $U(t)$ et la tension $V(t)$.

3. Indiquer les intervalles de conduction des diodes.
4. Calculer la valeur moyenne $\langle U \rangle$ de U .
5. En déduire la valeur moyenne $\langle i \rangle$ du courant dans la résistance.

Exercice 05 :

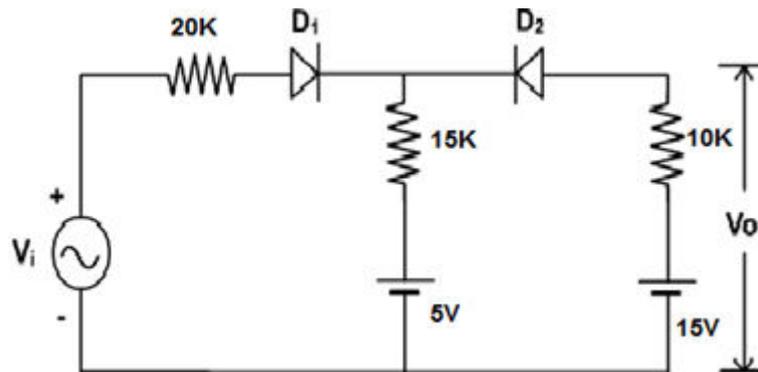
Dans le circuit suivant, les diodes D_1 et D_2 sont des diodes idéales, la tension appliquée à l'entrée vaut $V = E_0 \sin \omega t$ telle que $V_{B2} \leq V_{B1} \leq E_0$. Représenter la variation de la tension de sortie en fonction du temps, et le graphe de la tension de transfert $V_o = f(V)$



Exercice 06 :

Dans le cas de la figure suivante les deux diodes D_1 et D_2 sont idéales, et la tension d'entrée V_i varie entre $0v$ et $30v$. On donne $R_1 = 15k\Omega$, $R_0 = 20k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $E_1 = 5v$ et $E_2 = 15v$

1. Tracer le graphe de transfert $V_0 = f(V_i)$ de ce circuit.



Exercice 07 :

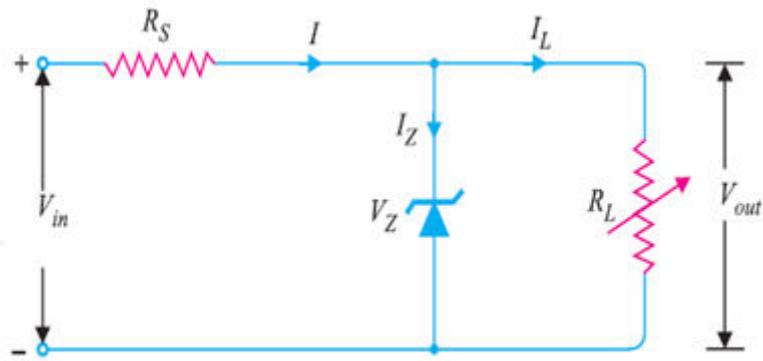
Soit le montage de la figure ci dessous. Il s'agit de la régulation par diode Zener, de la tension de sortie aux bornes de la résistance d'utilisation R_L .

1. On suppose que la diode est idéale, avec $V_Z = 10V$ et $r_z = 0$, La tension d'entrée est une tension continue qui varie entre 15 et $20V$, la résistance d'utilisation R_L est une résistance fixe de 200Ω .

Le courant dans la diode Zener doit être d'intensité supérieure ou égale à $5mA$. Calculer la valeur de la résistance série R_S .

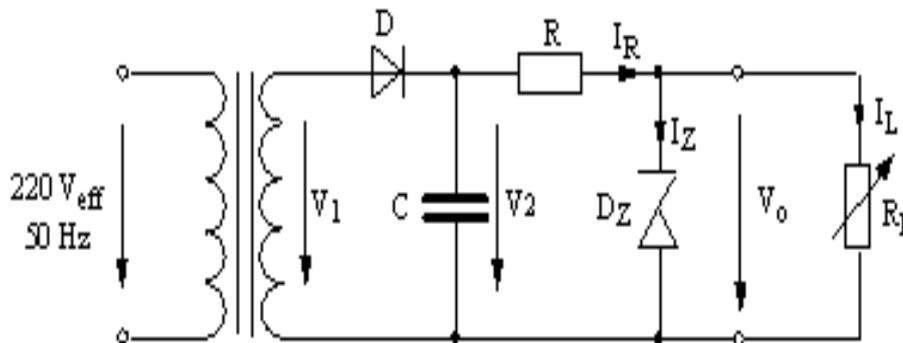
2. On garde la valeur de R_S et on suppose maintenant que R_U est une résistance qui varie de 200Ω à $2k\Omega$.

Calculer les valeurs limites du courant I et du courant I_Z . En déduire les puissances dissipées dans la diode Zener et dans R_S .



Exercice 08 :

Soit le montage suivant dont : $I_{Z\ min} = 5\text{mA}$, $I_L = 0 - 50\text{mA}$, $V_0 = 10\text{V}$.

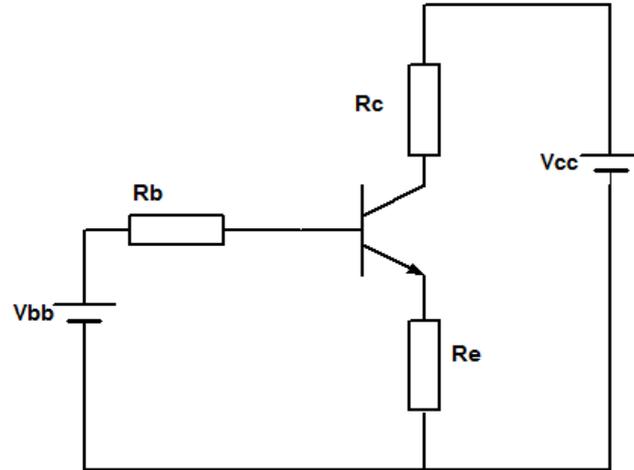


1. Dessiner l'allure de $V_1(t)$, $V_2(t)$ et V_0 sur le même graphique.
2. Calculer R afin d'assurer les contraintes suivantes : $V_{2\ min} = 14\text{V}$, $I_{L\ max} = 50\text{mA}$, $I_{Z\ min} = 5\text{mA}$.
3. Calculer la capacité de filtrage pour assurer en permanence $V_2(t) \geq 14\text{V}$.
4. Calculer $I_{Z\ max}$, en déduire la puissance instantanée maximum dissipée dans la diode Zener et dans R .

TD.03 : transistor Bipolaire (régime statique)

Exercice 01 :

Déterminer les coordonnées du point de repos du montage suivant :

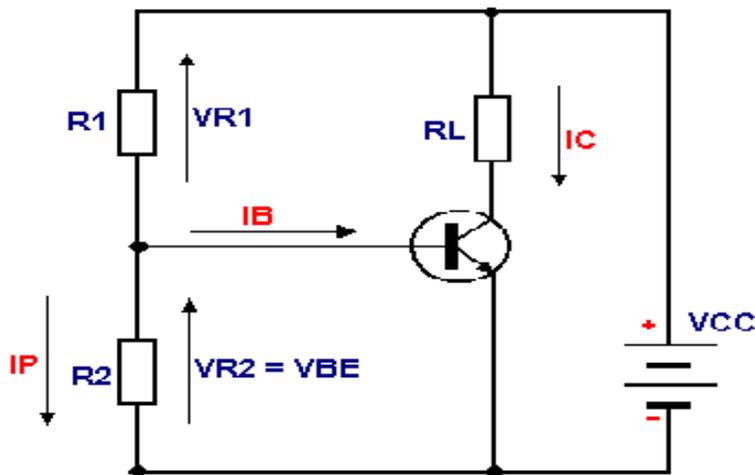


On donne $\beta = 99, R_c = 1K\Omega, R_b = 10K\Omega, R_e = 100\Omega, V_{be} = 0.7V, V_{cc} = 10V, V_{bb} = 1V$.

Exercice 02 :

Calculer les valeurs des résistances R_1 et R_2 du pont de polarisation du montage pour que la tension V_{BE0} soit égale à $0.6V$.

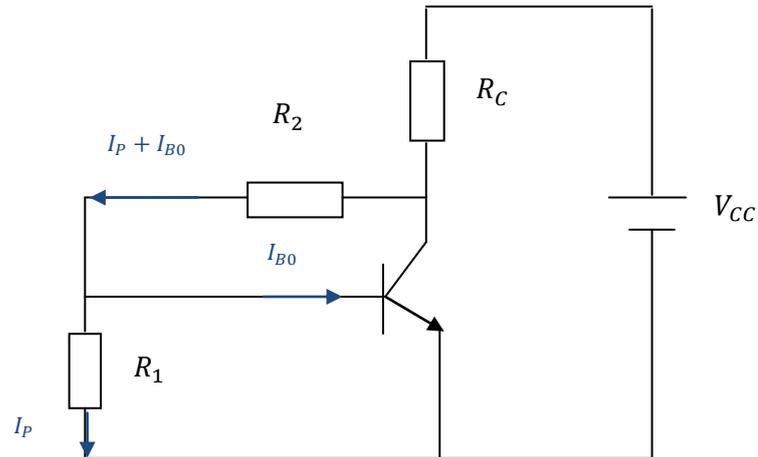
on donne $I_p = 2mA, V_{CC} = 10V$, on négligera la valeur I_{B0} devant I_p .



Exercice 03 :

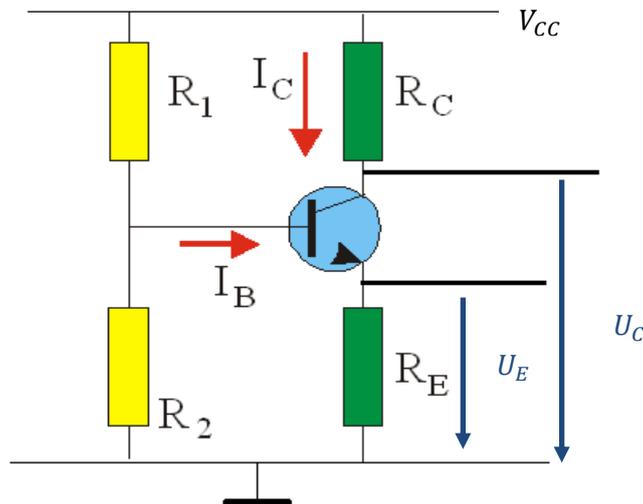
Soit le montage ou le pont de résistances est monté entre collecteur et émetteur, avec les paramètres du transistor connu.

Déterminer : R_1 , R_2 et R_C .



Exercice 04:

Soit la structure de la figure suivante.



Exprimer les courants I_B et I_C , ainsi que les tension U_B et U_C selon deux démarches suivantes :

1. En négligeant le courant de base.

2. En tenant compte du courant de base, pour quelle valeur limite de résistances, R_1 et R_2 , le courant de base peut être négligé (erreur de 10% admissible).

Valeur numérique : $R_1 = 66K\Omega, R_2 = 33K\Omega, R_C = 1K\Omega, R_E = 3K\Omega, V_{CC} = 10V, \beta = 100, U_j = 0.7V, U = 3.4V$.

Quelle est la limite entre les modes linéaires et saturés.

Exercice 05 :

L'amplification est réalisée avec les valeurs suivantes :

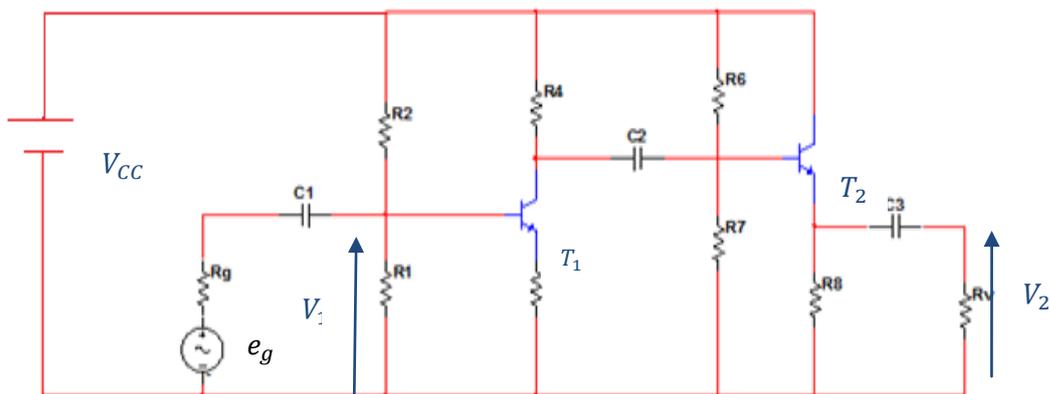
$V_{CC} = 12V, R_B = 1K\Omega, R_1 = 6,8K\Omega, R_7 = 6,8K\Omega, R_8 = 2,7K\Omega, R_4 = 2,7K\Omega, R_V = 50\Omega$.

Les deux transistors T_1 et T_2 ont pour caractéristiques :

$T_1 : I_{C1} = 1mA, V_{be1} = 0.7V, \beta_1 = 100$.

$T_2 : I_{C2} = 2mA, V_{be2} = 0.7V, \beta_2 = 50$.

1. Donner le schéma équivalent en statique.
2. Déterminer les tensions V_{ce1} et V_{ce2} .
3. Déterminer les valeurs des résistances R_2 et R_6 .



TD.04 : l'amplificateur à Transistor Bipolaire (régime dynamique)**Exercice 01 :**

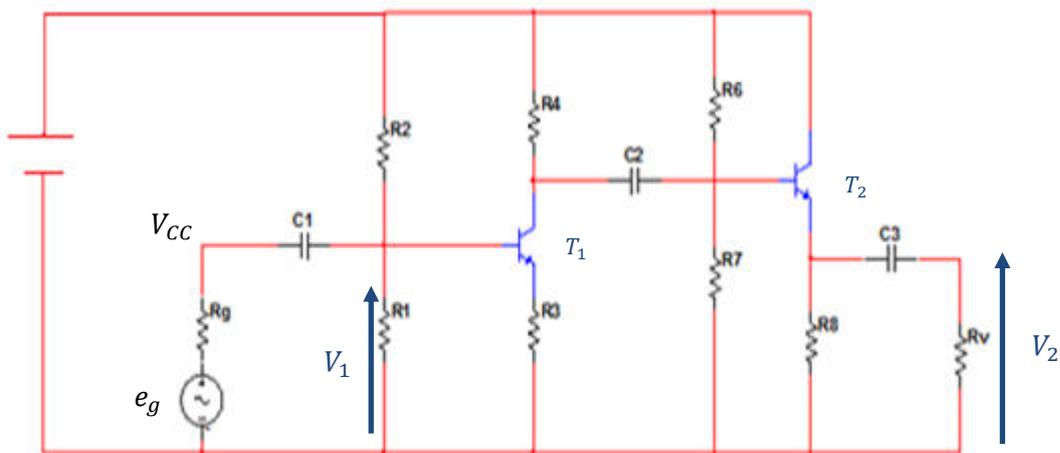
L'amplificateur est réalisé avec les valeurs suivantes :

$$V_{CC} = 12V, R_3 = 1K\Omega, R_1 = 6,8K\Omega, R_7 = 6,8K\Omega, R_8 = 2,7K\Omega, R_4 = 2,7K\Omega, R_V = 50\Omega.$$

Les deux transistors T_1 et T_2 ont pour caractéristiques :

$$T_1: I_{C1} = 1mA, V_{be1} = 0.7V, \rho_1 = \infty, r_1 = 2.5K\Omega, \beta_1 = 100.$$

$$T_2: I_{C2} = 2mA, V_{be2} = 0.7V, \rho_2 = 100K\Omega, r_2 = 600\Omega, \beta_2 = 50.$$



I. Etude du montage en régime statique :

1. Donner le schéma équivalent en statique.
2. Déterminer les tensions V_{ce1} et V_{ce2} .
3. Déterminer les valeurs des résistances R_2 et R_6 .

II. Etude du montage en régime dynamique :

Tous les condensateurs se comportent comme des courts circuits.

1. Dessiner le schéma équivalent en dynamique de ce montage.
2. Calculer :
 - a). La résistance d'entrée du 2^{ème} étage.
 - b). La résistance d'entrée de l'amplificateur.
3. Calculer l'amplification en tension :

- a). du 1^é étage.
 - b). du 2^{éme} étage.
 - c). de l'amplificateur entier.
4. Calculer l'amplification en courant :
- a). du 1^é étage.
 - b). du 2^{éme} étage.
 - c). de l'amplificateur entier.
- d). Calculer la résistance de sortie du premier étage et de l'amplificateur (vue à partir de R_V).

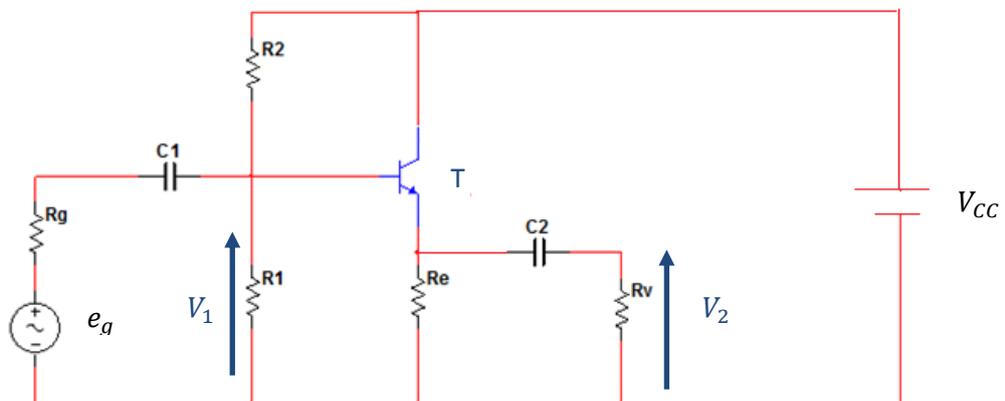
Exercice 02 :

Les paramètres d'un transistor NPN ont pour valeurs : $r = 1.5K\Omega, \beta = 20, \rho = \infty$.

Ce transistor est convenablement polarisé par V_{CC} .

Un générateur sinusoïdal fournit la tension d'entrée, ce transistor est inséré dans un montage collecteur commun (on suppose $R_B = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \geq R_e$).

- 1) établir le schéma équivalent du montage en dynamique.
- 2) Déterminer les Amplifications A_v, A_i et A_p .
- 3) Déterminer la résistance d'entrée du montage.
- 4) Soit R_g la résistance du générateur G. Déterminer la résistance de sortie de l'étage vue de R_V .

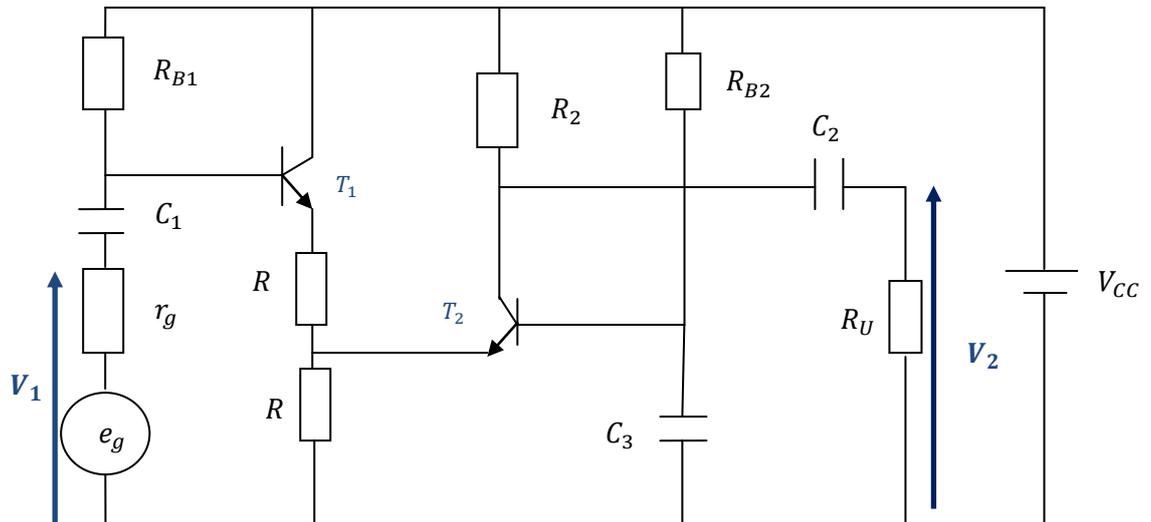


Exercice 03 :

Dans le montage amplificateur, les deux transistors T_1 et T_2 sont identiques, ils ont le même point de fonctionnement est $\rho_1 = \rho_2$ ont des valeurs infinis.

1. Donner le schéma équivalent en dynamique.
2. Déterminer les amplifications en tensions et en courant, les résistances d'entrée et de sortie du 2^{ème} étage.
3. Déterminer les amplifications en tensions et en courant, résistances d'entrée et de sortie du 1^{er} étage puis de l'étage complet.

On donne : $\beta = 70, R = 1K\Omega, r = R_U = 1K\Omega, R_2 = 10K\Omega$ et $R_B = 147K\Omega$.

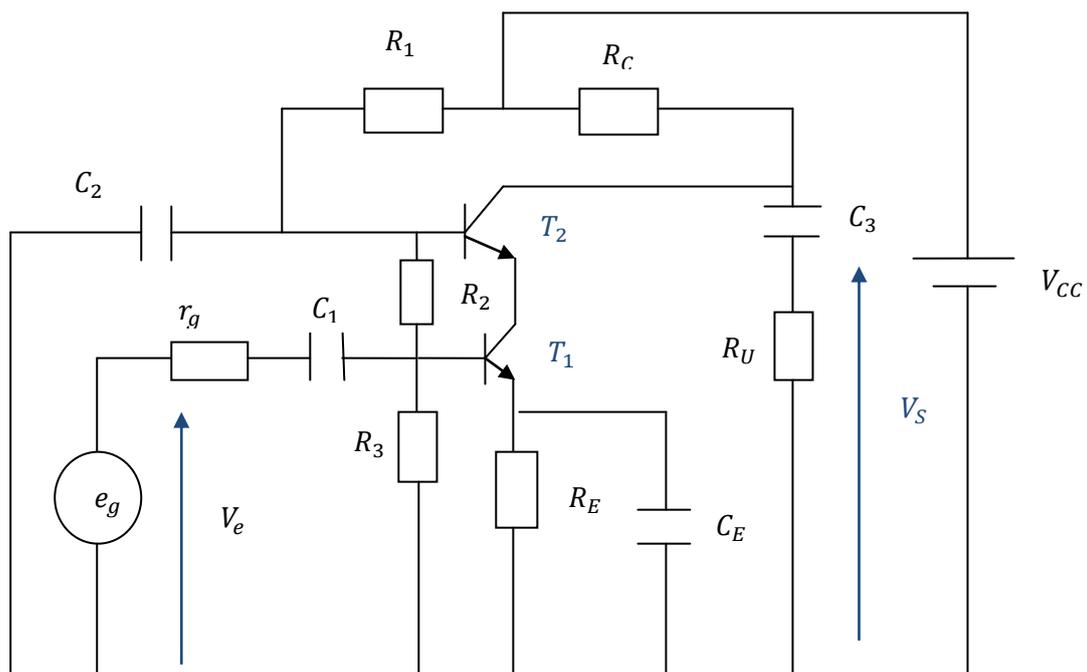


Exercice 04 :

L'amplificateur est constitué par deux transistors au silicium identiques : $V_{ce1} = V_{ce2}$.

On donne : $r = 1K\Omega, \beta = 100, \rho = \infty, V_{be} = 0.8V, I_C = 1mA, I_B = 10\mu A, V_{CC} = 12V, V_{ce} = 4V, R_C = 3R_E, R_3 = 18K\Omega, R_U = 1K\Omega$.

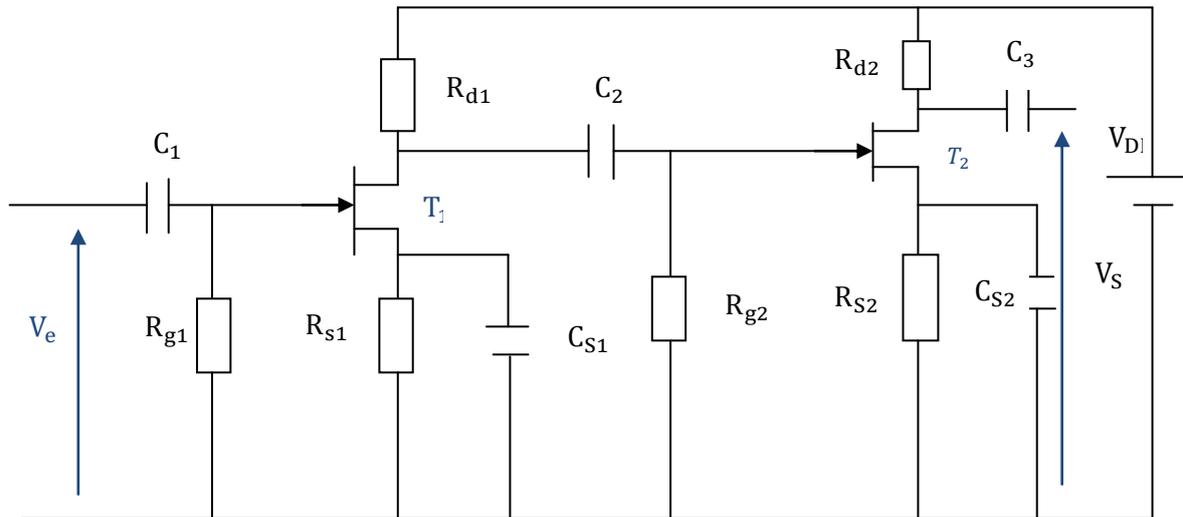
1. Calculer les valeurs manquantes des éléments de polarisation.
2. Donner le schéma équivalent en dynamique et calculer : $A_{V2}, Z_{e2}, A_{v1}, Z_{e1}$ et A_v .



TD .05. Transistor à effet de champ**Exercice 01 :**

Considérons le montage amplificateur suivant, où tous les condensateurs ont des valeurs infinies.

$$V_{DD} = 20V, S_1 = g_{m1} = \frac{30mA}{V}, S_2 = g_{m2} = \frac{36mA}{V}, R_{d1} = 8.2K\Omega, R_{d2} = 1.5K\Omega, \rho_1 = \rho_2 = 100K\Omega, R_{g1} = R_{g2} = 1M\Omega.$$

**1. Etude statique du deuxième étage :**

Pour une valeur donnée de la tension drain-source V_{DS} du TEC 2, la caractéristique de transfert a pour expression $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$, avec $I_{DSS} = 16mA$, $V_{GS} = -2V$ et $V_P = -6V$. Calculer :

- La valeur de l'intensité du courant.
- La valeur de la résistance de sortie R_{S2} .
- La valeur de la tension drain source V_{DS} .

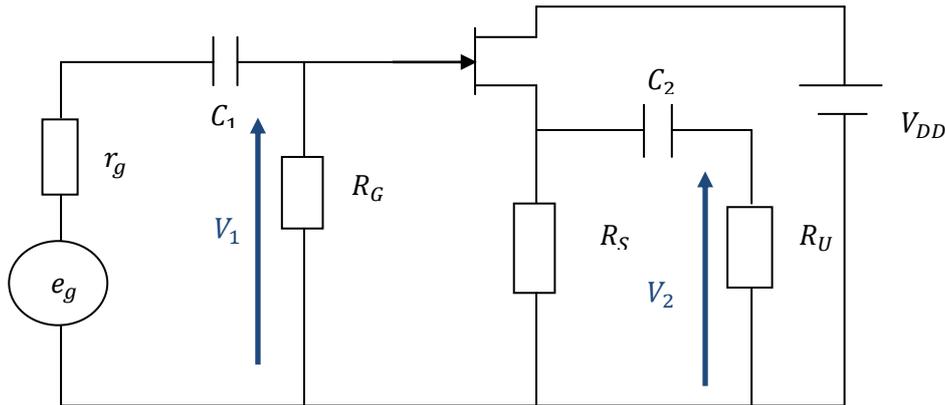
2. Etude dynamique du montage :

- Donner le schéma équivalent du montage en dynamique.
- Déterminer l'amplification en tension $A_v = \frac{V_S}{V_e}$.
- Calculer l'impédance d'entrée et de sortie.

Exercice 02:

Soit un montage amplificateur réalisé au moyen d'un transistor à effet de champ. On donne : $V_{DD} = 15V$, $S = \frac{5mA}{V}$, $R_U = 10K\Omega$, $R_G = 2.2M\Omega$, $R_S = 1K\Omega$, $\rho = 100K\Omega$, $r_g = 10\Omega$.

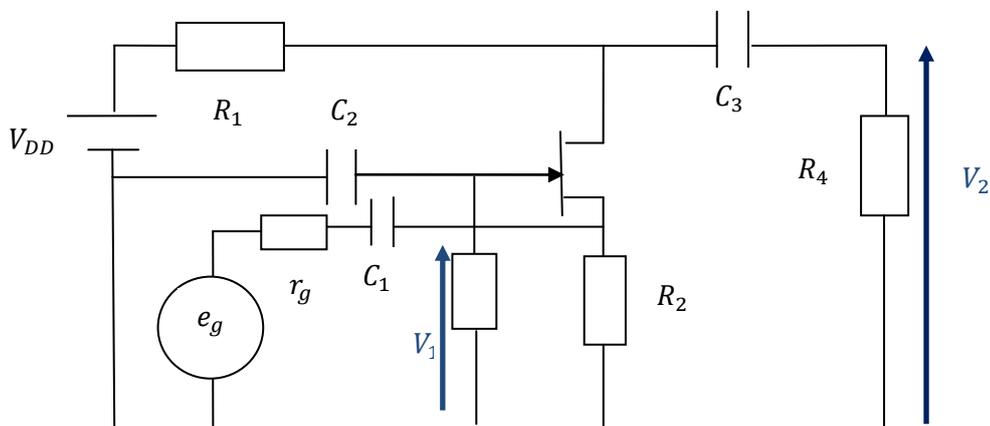
1. Donner le modèle équivalent en statique.
2. Donner le modèle en dynamique, et préciser le type du montage.
3. Calculer l'amplification en tension, la résistance d'entrée.



Exercice 03:

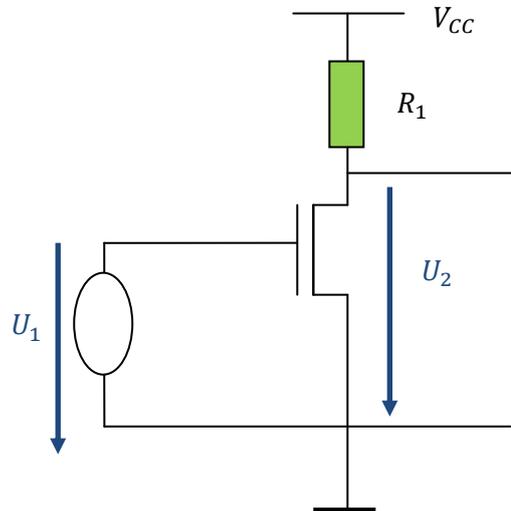
Soit un montage amplificateur réalisé au moyen d'un transistor à effet de champ. On donne : $V_{DD} = 20V$, $S = \frac{5mA}{V}$, $R_3 = 1K\Omega$, $R_2 = 2.2M\Omega$, $R_4 = 1K\Omega$, $\rho = 100K\Omega$, $r_g = 5K\Omega$, $R_1 = 3.9K\Omega$.

1. Donner le modèle en dynamique, et préciser le type du montage.
2. Calculer l'amplification en tension, la résistance d'entrée et de sortie vu à partir de R_4 .



Exercice 04 :

Soit le montage de la figure suivante utilisant un transistor MOS.

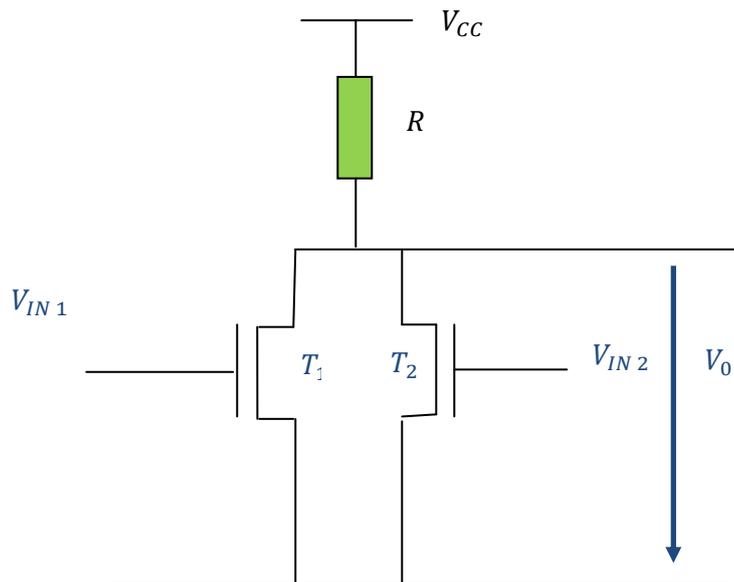


1. Pour quelle valeur de U_1 le transistor ne conduit il pas ?
2. Quelle est la condition sur U_2 pour que le MOS soit en saturation ?
3. Dessiner en plan (U_1, U_2) l'allure de la courbe $U_2 = f(U_1)$ en précisant les différentes zones de fonctionnement du transistor.

Application numérique : $V_T = 0.5V$, $R_1 = 10K\Omega$, $V_{CC} = 4.5V$, $K = 50\mu A/V^2$

Exercice 05 :

Soit le montage suivant :



1. On donne $V_{IN1} = 5V$ et $V_{IN2} = 0V$
Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
Déterminer R pour avoir $V_o = 2V$.
2. On donne $V_{IN1} = 5V$ et $V_{IN2} = 5V$
Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
En gardant le même R , calculer V_o .
3. On donne $V_{IN1} = 1V$ et $V_{IN2} = 1V$
Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
En gardant le même R , calculer V_o .